8
83

Nachrichtentechnik Elektronik

33. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt
für Luft- und Raumfahrt EV (DFVLR)
Forschungszentrum Braunschweig
Zentralbibliothek
BS Braunschweig, Flughafen

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat
Nationalpreisträger Prof. Dr. Dr. eh. M. v. Ardenne, Prof. Dr. H. Bernicke, Nationalpreisträger, Prof. Dr. M. Falter, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. Dr. sc. techn. G. Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. eh. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Prof. em. Dr. W. Heinze, Prof. em. Dr.-Ing. eh. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. eh. F. H. Lange, Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W. Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Dr. rer. oec. Dipl.-Ing. H. Schindler, Prof. Dr.-Ing. habil. P. Vielhauer, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Inhalt

ISSN 0092-668X

Filterentwurf — Theorie und Anwendungen

Fritzsche, G.
Filterentwurf — Theorie und Technologie im Überblick 312

Schubert, E.
Quasiarithmetische TP-BP-Transformation mit vorteilhaften Gruppenlaufzeiteigenschaften 317

Krüger, K.-E.
Realisierung von MLF-Polynom-Tiefpässen mit geringen Funktionsblockgüten 321

Mossner, B.; Sauer, K.
Rauscheigenschaften von SC-Teilschaltungen 323

Lippmann, J.; Sauer, K.
Anwenderorientierte Optimierung von Filtern mit geschalteten Kondensatoren 327

Buchholz, G.; Steckel, K.
Digitale Spektralanalyse 333

Seidel, V.
Aktive RC-Schaltungen — Möglichkeiten und Grenzen 336

Lutzmann, J.; Unger, H.
K 1520 kompatibler Digitalfilter-Prozessor auf U 830-Basis 341

Hälsig, C.
Mechanische Bandfilter — Bauformen und Anwendungen 345

Buchbesprechung 351

Titelbild

Filtermodelle und -technologien mit produzierten Filterschaltungen. Siehe dazu Tafel 1, S. 313.

Filterentwurf – Theorie und Anwendungen

Die (lineare und nichtlineare) Netzwerkanalyse und der schlüssige Entwurf von (linearen) Netzwerken mit vorgeschriebenen Eigenschaften haben als Querschnittsaufgaben einen festen Platz in der gesamten Elektrotechnik. Insbesondere gilt das für alle Gebiete der Nachrichtentechnik, der Signalverarbeitung, der elektronischen Meßtechnik und der Automatisierungstechnik.

Durch die wissenschaftlichen Fortschritte in den letzten Jahrzehnten kann – aufbauend auf den Pionierideen von *W. Cauer* u.a. – die Theorie der passiven, der aktiven *RC*- und der zeitdiskreten Netzwerke im Prinzip als konsolidiert angesehen werden. Es ist daher an der Zeit, Anwender (und solche, die es werden könnten) aus einheitlicher Sicht über Möglichkeiten (und Grenzen) zu informieren. Als „Momentaufnahme" geben dazu die nachstehenden Überblicksarbeiten und Fachaufsätze einen Einblick. Weitergehend sind die jeweils im Anschluß zitierten Literaturquellen nützlich, wobei die genannten Büchertitel für Studenten in höheren Semestern, für Absolventen und für praktisch tätige Ingenieure, die sich weiterbilden wollen, eine Fundgrube zum Erwerb von Grundwissen sind. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Anwendung moderner Technologien (z.B. mikroelektronischer oder mikroakustischer Realisierungen), der speziell für Forschungs- und Entwicklungsingenieure der Praxis wesentlich ist. Die Autoren der folgenden Beiträge versuchen beiden Gesichtspunkten gerecht zu werden. So ist es natürlich, daß

- rechnergestützte Methoden
- die Wirksamkeit von Basismodellen bzw. von Analogien
- praxisorientierte theoretische Aussagen
- realisierte Bauformen und
- moderne Anwendungsbeispiele in den Einzeldarstellungen betont werden.

Vorangestellt wird die Thematik „Filterentwurf (Theorie und Technologie im Überblick)" deren Ziel es ist, auf den überschaubaren Hintergrund der „äußeren Vielfalt" der technischen Ausführungen hinzuweisen und zugleich auf die modernen Tendenzen, gekennzeichnet z.B. durch das Vordringen der digitalen Komponenten und den wachsenden Integrationsgrad, aufmerksam zu machen. Noch deutlicher gesagt heißt das: Es genügt nicht mehr, nur die Hybridtechnik von aktiven *RC*-Schaltungen zu betrachten, sondern es ist erforderlich, alle Möglichkeiten der Großintegration einzubeziehen. In diesem Sinne stellen die analogen Abtastnetzwerke (z.B. SC-Filter) eine leistungsfähige Übergangslösung dar. Generell werden aber künftig die praktischen Vorteile der rein digitalen Systeme den Einsatz analoger Baugruppen zurückdrängen. Insgesamt stehen für den gesamten Frequenzbereich von < 1 Hz bis in das GHz-Gebiet praktikable Realisierungen zur Verfügung, die speziell bei hohen Frequenzen durch mechanische Filter (im weiteren Sinne) verwirklicht werden.

G. Fritzsche

Filterentwurf – Theorie und Technologie im Überblick

G. Fritzsche, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Technische Verkehrskybernetik

Deskriptoren: Elektrische Filter, Filtermodelle, Filtertechnologie, Frequenzselektion, Netzwerkentwurf, Signaldarstellungen

1. Einordnung und Problematik

In mehr als fünfzigjähriger Entwicklung hat sich die schlüssige Netzwerksynthese sowohl zu einer ausgereiften Theorie als auch zu einem sehr effektiven Entwurfsmittel für Schaltungen (mit vorgeschriebenen Eigenschaften) entwickelt. Ausgangspunkt war zunächst die reine Frequenzselektion, bei der es darum ging, Durchlassen und Sperren von Frequenzbändern mit genau bekannten Kennwerten technisch durch Siebschaltungen zu verwirklichen.

Durch die inzwischen aus der Signal- und Systemtheorie bekannten Resultate hat sich herausgestellt, daß prinzipiell eine einheitliche Betrachtung aller (zunächst „äußerlich" sehr verschiedenen) Ansätze möglich und auch zweckmäßig ist. Trotzdem soll der Begriff Filterentwurf beibehalten werden, da – vornehmlich in der angelsächsischen Literatur – der Begriff elektrische Filter sowieso weitergefaßt wird. (Erinnert sei hier nur an die Bezeichnung Optimalfilter, die auf eine Anordnung orientiert, die bestmöglich Nutzsignale bei „überlappenden Störungen" verarbeitet. Damit ist es eine bemerkenswerte Aussage, daß nahezu beliebige Signalwandlungs- bzw. -verarbeitungsaufgaben, die mit linearen und zeitinvarianten[1]) Subsystemen realisiert werden können, als Variation des speziellen Filterentwurfs erscheinen [1]).

Durch die Beschränkung auf LTI-Netzwerke handelt es sich grundsätzlich um Übertragungseinrichtungen, die durch

- Differentialgleichungen (im analogen Fall) und durch
- Differenzengleichungen (im zeitdiskreten Fall)

beschreibbar sind. Dafür existiert eine umfassende und praktikable Theorie [2]. Im Mittelpunkt stehen damit zulässige skalare rationale Übertragungsfunktionen mit komplexen Veränderlichen (p, z) als Bildfunktionen der System-Gewichtsfunktionen.

In Verbindung mit den Fortschritten in der Halbleitertechnik ist die Herstellung von monolithisch integrierten Großschaltkreisen (Large-Scale-Integration, LSI, Weiterentwicklung: Very LSI, VLSI) möglich geworden. Ein bedeutender Leistungszuwachs bei stark fallenden Produktionskosten wurde mit Hilfe der MOS-Technik erreicht. Generell ist damit die Mikroelektronik in der Lage, zuverlässiger, billiger, material- und energieökonomischer sowie mit „apparativer Intelligenz" vielseitige Aufgaben der Volkswirtschaft zu lösen. Vorteilhaft sind u.a. die Realisierungen im Kleinstformat und der geringe Leistungsverbrauch. Typisch ist die Aufbaukette: Chip (Siliziumplättchen) → Mikroprozessor (MP) → Mikrocomputer (MC). Eine Pionierrolle spielt die Speicherentwicklung, die gegenwärtig die Herstellung von 64-kbit-Speichern ($\triangleq$ der Information von etwa 6 A-4-Seiten) auf einer Fläche von 25 mm² ermöglicht. Ein erreichtes Ziel ist auch der Ein-Chip-MC. Bezüglich der Filterrealisierungen sind deshalb – für die Massenproduktion – die Schichttechnik und monolithische Technik moderne Herstellungstechnologien. So sind bereits vor Jahren in der DDR PCM-Tiefpässe als (Dünnschicht-)Hybridschaltkreise vorge-

[1]) engl. Linear Time Invariant = LTI

Tafel 1. Filtermodelle und -technologien

Filtermodelle				Technische Ausführungen
analog			digital	(Beispiel)
zeitkontinuierlich			zeitdiskret	
konzentriert	verteilt			
LC-Filter	Metallresonator-Filter Quarzfilter Keramische Filter Hochfrequenz und			Einzelelemente-Technik (Metallresonator Filter)
Aktive RC-Filter	Mikrowellen-Filter Oberflächenwellen-Filter			Schichttechnik (OFW-Filter)
	Monolith.-Keramik-Filter	CTD-Filter		Monolithische Technik (Monolithisches Quarz-Filter)
	Monolith.-Quarz-Filter	SC-Filter		
			Digital-Filter	
	△ Basismodelle			

stellt worden. Diese Realisierungstechnik wird als „in Betrieben und Kombinaten verfügbar" auch in den nächsten Jahren bedeutsam bleiben. Als Variante für Bandpässe bei hohen Frequenzen bieten sich

— (Oberflächenwellen- oder) OFW-Filter

an. Im Weltmaßstab existieren monolithisch integrierte Schaltkreise auf der Basis der (Schalter-Kondensator- oder Switched-Capacitor- oder) SC-Filter und der (Ladungsverschiebungs- oder Charge-Transfer-Devices- oder) CTD-Technik.
Eine monolithische Ausführung ist außerdem für Keramik- und Quarzfilter sowie für Digitalfilter möglich. In Tafel 1 sind wichtige Filtermodelle mit Hinweisen auf technologische Ausführungen zusammengestellt. (Da damit „auf einen Blick" die Eigenschaften und die Verknüpfungen der Realisierungen verdeutlicht werden, ist das Titelbild damit identisch. Zusätzlich sind darin Fotos[2]) von produzierten Filterschaltungen eingefügt, die anschaulich die Zielstellungen und Fortschritte demonstrieren.)
Auf Signaldarstellungen und Filtermodelle wird in den Abschnitten 2 und 3 näher eingegangen, während zur Technik der Filterausführungen mehr in Abschn. 4 gesagt wird. Als Einführung sei vorab bemerkt: Die klassische (und „natürlichste") Realisierung für eine Siebschaltung ist der Aufbau als passives *LC*-Filter (mit konzentrierten Elementen). Insbesondere erweist es sich als universelles Bezugsmodell für weitere Realisierungsarten, z. B. aktive *RC*-, SC-, Digital- und Wellendigital-Filter, dem „nur" die Nachteile

— nicht (im Sinne der Mikroelektronik) integrationsfähig und
— nur begrenzt genau (Analogrealisierung)

gegenüberstehen. Als Realisierungsart dominiert die Einzelelemente-Technik. Den wachsenden technischen und ökonomischen Forderungen wird in bestimmten höheren Frequenzlagen das *LC*-Modell mit verteilten Elementen gerecht. Die zugehörigen Bauformen sind Mechanische Filter (im weiteren Sinne) [4].
Aktive *RC*-Filter kommen ohne Spulen aus. Realisierungen in Schichttechnik (d. h. Dünnfilm- bzw. Dickschichttechnologie) entstehen durch Einlöten von *C*- und OV (Operationsverstärker)-Chips und Laserabgleich von Widerstandsbahnen. Bei hohen Frequenzen sind in dieser Technik OFW-Filter eine moderne Realisierungsvariante.

[2]) Besonderer Dank gilt dem VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow, bzw. der IH Dresden, die diese Beispiele zur Verfügung stellten.

Bei Realisierungen in MOS-Großintegrationstechnik können R nur ungenügend genau hergestellt werden. Technisch gangbare Lösungen mit MOS-FET-Schaltern sind

— Abtast-Analog-Filter (CTD-Filter, SC-Filter) sowie
— Digital-Filter.

Als wesentliches globales Ergebnis gilt die Aussage: Hochintegrierte Analogfilter sind (bei höheren und hohen Frequenzen) eine sehr vorteilhafte, und damit gefragte Variante. Als Musterbeispiele seien genannt: PCM-Filter, ZF-Filter aller Art und OFW-Filter für die Fernseh- und Radartechnik.
Generell werden künftig die praktischen Vorteile rein digitaler Systeme den Einsatz analoger Einrichtungen und damit auch analoger Filter vermindern. Das gilt vermehrt bei tiefen und mittleren Frequenzen, da schon im kHz-Bereich digitale On a Chip-Filter in monolithisch integrierter Form gefertigt werden. Hinsichtlich der Breitenwirkung ist das aber noch ein fernes Ziel.

2. Signal- und Netzwerkdarstellungen

Als Grundmodell ist ein Einfachsystem, wie in Bild 1 skizziert, nützlich. Das ursprüngliche Konzept, gekennzeichnet z. B. durch

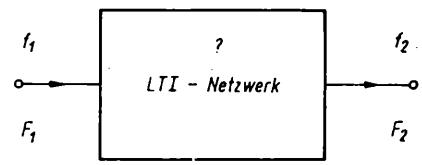


Bild 1
Modell des Einfachsystems

den von *W. Cauer* geprägten Begriff: Theorie der linearen Wechselstromschaltungen, kann wesentlich erweitert werden, wenn für f_ν ($\nu = 1, 2$) allgemeine Signal-Kennfunktionen zugelassen werden. Das sind (theoretisch) gleichberechtigt

— Originalfunktionen [$f(t), f(kT), \varphi(\tau), \bar{\varphi}(\tau)$] und
— Bildfunktionen [$c_n(\omega), F(\omega), F(f), F(i\,\Delta f), F(p), F(z), \Phi(\omega), S(\omega)$]

die wechselseitig durch Funktionaltransformationen (Symbol $\leftrightarrow$) miteinander verknüpft sind.
Bemerkenswert ist eine Systematik in paarweiser Ordnung:

— zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Signale
— periodische (oder zyklische) und aperiodische Signale
— determinierte und zufällige Signale
— Energie- und Leistungssignale).

Bei der (direkten) Beschreibung für determinierte Signale wird unmittelbar mit $f_\nu \leftrightarrow F_\nu$ gerechnet, während die (indirekte) Beschreibung auf der Stufe

$$\text{Korrelationsfunktionen} \leftrightarrow \left.\begin{matrix}\text{Energie-}\\ \text{Leistungs-}\end{matrix}\right\} \text{Dichtefunktionen}$$

für determinierte Signale eine Erweiterung darstellt und für zufällige Signale die allein mögliche Form ist. Als Funktionaltransformationen im einzelnen haben Bedeutung:

— Komplexe Fourier-Reihe (FR) als Erweiterung der komplexen Wechselstromrechnung
— Fourier-Transformation (FT)
— Hilbert-Transformation (HT)
— Laplace-Transformation (LT)
— Diskrete FT (DFT) einschließlich der Algorithmen für die Fast FT oder FFT
— Z-Transformation.

Insgesamt existiert eine einheitliche und umfassende Theorie der Signaldarstellung [1] [5]. Zeitkausale Signale, d. h. solche, die bei $t = 0$ beginnen, sind ein wichtiger technischer Sonderfall, der die Bedeutung der LT, im analogen Fall, und der ZT, im zeitdiskreten Fall, erklärt.
Da für Netzwerk-Kennfunktionen, d. h.

Gewichtsfunktion $g \leftrightarrow$ Übertragungsfaktor T,

der völlig entsprechende Transformationsalgorithmus gilt, kann jedes Netzwerk als „Signalabbild" aufgefaßt werden. Damit wird auch begründet, daß bei Netzwerken mit konzentrierten Elementen die (Pol-Nullstellen- oder kurz) PN-Pläne — als

anschauliche Darstellungshilfen der zugehörigen $T(p)$ bzw. $T(z)$ — eine herausragende Bedeutung haben.
Das Übertragungsverhalten wird vollständig durch die Operation

	zeitkontinuierlich	zeitdiskret	
Faltung	$f_1(t) \ast g(t) = f_2(t)$	$f_1(k) \ast g(k) = f_2(k)$	
	$= \int_0^\infty f_1(\tau) g(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau$	$= \sum_{\nu=0}^{\infty} f_1(\nu) g(k-\nu)$	(1)
	LT ↕	ZT ↕	
Multiplikation	$F_1(p)\,T(p) = F_2(p)$	$F_1(z)\,T(z) = F_2(z)$	(2)

beschrieben. Gleichung (1) ist für die zeitkausalen Signale definiert. Allgemein gilt als untere Grenze — ∞. Die Rechenvorschrift Korrelation bedeutet in Gl. (1) lediglich die Schreibweise $g(t+\tau)$ bzw. $g(k+\nu)$ [1].
Ausführlich ist der Vergleich

Analognetzwerke ⟷ Zeitdiskrete Netzwerke

in Tafel 2 dargestellt. Obwohl generell eine Analogie besteht, existieren auch Besonderheiten (Stichwort: Lineare Phase).
Für die Praxis ist die rechnergestützte Netzwerkanalyse eine wichtige Teilaufgabe.

3. Entwurfsmethode und Filtermodelle

Als wesentliche Entwurfsmethode hat sich ausschließlich der Ansatz der Betriebsgrößentheorie mit den Schritten

— Aufstellung von Bedingungen für zulässige System- oder Netzwerkfunktionen
— Approximation vorgeschriebener System- oder Netzwerkeigenschaften durch solche zulässigen Funktionen. (Filterfall: Die reelle Dämpfungscharakteristik über der Frequenz hat zentrale Bedeutung)
— Realisierung zulässiger System- oder Netzwerkfunktionen durch Auffinden der zugehörigen Strukturen und Bemessungen,

bewährt und damit durchgesetzt. Die Methode der iterativen Schaltungssynthese hat — trotz des Einsatzes von Großrechnern — bisher nur sehr spezielle Resultate erbracht und deshalb zu keinem Einsatz in nennenswerter Breite geführt [1].
Die in Tafel 1 vorgestellten Filtermodelle stützen sich im Grunde auf drei, leicht überschaubare, Basisformen, die durch die Bezeichnungen

— Passives LC-Modell (1950; L, C, R)
  • mit konzentrierten Elementen (klassische Siebschaltung)
  • mit verteilten Elementen (Leitungsmodell)
— Aktives RC-Modell (1970); C, R, OV)
— Zeitdiskretes Netzwerkmodell
  • analoge Abtastfilter (1980; C, OV, Schalter, Schieberegister)
  • Digitalfilter (1970; Speicher, Summierer, Multiplizierer)

treffend charakterisiert werden, wobei dem passiven LC-Modell mit konzentrierten Elementen eine Dominantrolle zukommt [2].
Im Analogfall ist eine Untergliederung des Begriffs

$$\text{Netzwerkfunktion} = \frac{\text{Bildfunktion der Wirkung}}{\text{Bildfunktion der Ursache}}$$

(als zentrale Rechenhilfe und veranschaulicht durch den PN-Plan) in

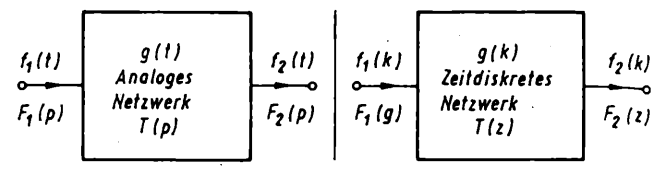
— Immittanz- oder Zweipolfunktionen und in
— Übertragungsfunktionen

üblich. Generell lassen sich die Übertragungsfunktionen durch Vierpolparameter und Lastgrößen ausdrücken. Diese Verknüpfung ist die Basis für die rechnerische Realisierung von Analognetzwerken.
Die PN-Darstellung eignet sich auch vorzüglich zur Netzwerkklassifizierung (Stichworte: minimalphasige, Allpaß- und allpaßhaltige Netzwerke). Im zeitdiskreten Fall unterscheidet man

— rekursive Systeme, die sich allgemein in minimalphasige und Allpaß-Systeme aufspalten lassen und
— nichtrekursive Systeme.

Diese wichtige Unterklasse ermöglicht die Realisierung streng linearphasiger Netzwerke, die analog nicht verwirklichbar sind.

Tafel 2. Analoge und zeitdiskrete Netzwerke im gesetzmäßigen Vergleich



Zeitbereich

$$\sum_{\nu=0}^{m} b_\nu f_2^{(\nu)}(t) = \sum_{\mu=0}^{m} a_\mu f_1^{(\mu)}(t) \qquad \sum_{\nu=0}^{n} b_\nu f_2(k-\nu) = \sum_{\mu=\nu}^{m} a_\mu f_1(k-\mu)$$

$(a_m/b_n = K)$ mit $m \leqq n$ $(b_0 = 1)$

$g(t)$ Impulsantwort $g(k)$

Systemantwort

$$\int_0^\infty f_1(\nu)\, g(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau = f_2(t) \qquad \text{(Faltung)} \qquad \sum_{\nu=0}^{k} f_1(\nu)\, g(k-\nu) = f_2(k)$$

Bildbereich

$$T(p) = \frac{LT\, f_2(t)}{LT\, f_1(t)} = LT\, g(t) \qquad T(z) = \frac{ZT\, f_2(k)}{ZT\, f_1(k)} = ZT\, g(k)$$

Polynomdarstellung

$$\frac{\sum_{\mu=0}^{m} a_\mu p^\mu}{\sum_{\nu=0}^{n} b_\nu p^\nu} \qquad \frac{\sum_{\mu=0}^{m} a_\mu z^{-\mu}}{1 + \sum_{\nu=1}^{n} b_\nu z^{-\nu}}$$

PN-Darstellung

$$K \frac{\prod_{\mu=1}^{m} (p - p_{0\mu})}{\prod_{\nu=1}^{n} (p - p_\nu)} \qquad a_0 \frac{\prod_{\mu=1}^{m} (z - z_{0\mu})}{\prod_{\nu=1}^{n} (z - z_\nu)}$$

Stabilität

$$\int_0^\infty |g(t)|\,\mathrm{d}t = M_1 < \infty \qquad \sum_{\nu=0}^{\infty} |g(\nu)| = M_2 < \infty$$

$\mathrm{Re}\, p_\nu \leqq 0\ (\nu = 1, 2, \ldots, n)$ $|z_\nu| \leqq 1\ (\nu = 1, 2, \ldots, n)$

Impulsantwort (bei einfachen Polen)

$$g(t) = R_\infty \delta(t) + \left(\sum_{\nu=1}^{n} \mathrm{Res}_\nu\, \mathrm{e}^{p_\nu t}\right) s(t) \qquad g(k) = R_\infty \delta(k) + \left(\sum_{\nu=0}^{n} \mathrm{Res}_\nu\, z_\nu^{k-1}\right) \times s(k-1)$$

$$\mathrm{Res}_\infty = \lim_{p \to \infty} T(p) \qquad \mathrm{Res}_\infty = \lim_{z \to \infty} T(z)$$

$$\mathrm{Res}_\nu = \lim_{p \to p_\nu} (p - p_\nu)\, T(p) \qquad \mathrm{Res}_\nu = \lim_{z \to z_\nu} (z - z_\nu)\, T(z)$$

Frequenzgänge

$$T(\mathrm{j}\omega) = \frac{\sum_{\mu=0}^{m} a_\mu (\mathrm{j}\omega)^\mu}{\sum_{\nu=0}^{n} b_\nu (\mathrm{j}\omega)^\nu} \qquad T(\mathrm{j}\omega') = \frac{\sum_{\mu=0}^{n} a_\mu \mathrm{e}^{\mathrm{j}\mu\omega'}}{1 + \sum_{\nu=1}^{n} b_\nu \mathrm{e}^{\mathrm{j}\nu\omega'}}$$

$$K \frac{\prod_{\mu=1}^{m} (\mathrm{j}\omega - p_{0\mu})}{\prod_{\nu=1}^{n} (\mathrm{j}\omega - p_\nu)} \qquad a_0 \frac{\prod_{\mu=1}^{m} (\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega'} - z_{0\mu})}{\prod_{\nu=1}^{n} (\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega'} - z_\nu)}$$

Lineare Phase

nicht möglich $T(j\omega)$ = Trigonometrisches Polynom $(n = m)$

Allpässe

$p_\nu = -p_{0\nu}$ $(n = m)$ $z_\nu = \frac{1}{z_{0\nu}^*}$

$$T_{\mathrm{AP}}(p) = K \frac{\sum_{\nu=0}^{n} (-1)^\nu b_\nu p^\nu}{\sum_{\nu=0}^{n} b_\nu p^\nu} = K \frac{G(-p)}{G(p)} \qquad T_{\mathrm{AP}}(z) = a_0 \frac{\sum_{\nu=0}^{n} b_{n-\nu} z^{-\nu}}{\sum_{\nu=0}^{n} b_\nu z^{-\mu}} = a_0 z^{-n} \frac{G\left(\frac{1}{z}\right)}{G(z)}$$

Sehr praktisch ist die Eigenschaft, daß Netzwerkfunktionen bei Netzwerken ohne Anfangsenergie durch einfachen Variablenaustausch (d.h. $p \rightarrow j\omega$ bzw. $z \rightarrow e^{j\omega T}$) in komplexe Frequenzgänge überführt werden können. Davon wird praktisch häufig bei der Berechnung von Netzwerkfunktionen Gebrauch gemacht, weil dadurch „vertraute stationäre Resultate" einfach übernommen werden können. Bezüglich weitergehender Fragen, z.B. die Berechnung von Netzwerkfunktionen aus reellen Frequenzgängen, Beziehungen zwischen Komponenten bei minimalphasigen Netzwerken, wird auf die Spezialliteratur [2] verwiesen.

Als zulässige Funktionen stehen die Begriffe „Positive Immittanzfunktion" (für Analogzweipole) und „Zulässige Übertragungsfunktion" — u.a. abhängig von der Betriebsanordnung — im Mittelpunkt. Eine sehr praktische Hilfsfunktion ist bei vorgeschriebenen Dämpfungseigenschaften die Drosselungs-Charakteristik, aus der gesetzmäßig die Rechengröße Übertragungsfunktion ermittelt werden kann.

Aufgabe des Approximationsschrittes ist es, für gegebene Vorschriften (die i.allg. genau festgelegte Fehlerschranken mit einschließen) zulässige Funktionen — kleinsten Grades — herzuleiten. Das ist generell ein Problem für Spezialisten. Mit Großrechnern ermittelte Standardlösungen (z.B. für Potenz-, Čebyšev- und Cauer-Filter) sind tabelliert und damit für Anwender praktikabel aufbereitet [2] [5]. Aus den damit bekannten (Pol-Nullstellen- oder) PN-Daten sind alle nur denkbaren Netzwerkcharakteristiken berechenbar, d.h. sowohl das Verhalten im Zeit- als auch im Frequenzbereich ist bekannt. Auch Besonderheiten, wie z.B. Netzwerkfunktionen mit geringen Polgüten für aktive *RC*-Schaltungen, können zusätzlich berücksichtigt werden [6].

Abhängig von speziellen Zielen, von Erfahrungen und von verfügbaren Technologien geschicht die rechnerische Realisierung als

— passives *LC*-Filter (Standardfälle sind in Form normierter Tiefpässe katalogisiert [2] [5]; Filter anderer Frequenzaufteilungen, d.h. Hochpässe, Bandpässe und Bandsperren, entstehen daraus durch Reaktanztransformationen; die *RLC*-Hochfrequenz-Bandfilter sind eine auch damit erfaßbare Variante, die u.a. die Dimensionierung der Metallresonator-Filter ermöglicht [4])

— aktives *RC*-Filter, d.h. spulenfreie Anordnung, die grundsätzlich integrationsfähig ist; dazu existieren umfassende Entwurfsregeln [2] [6]; neben der übersichtlichen

- Kaskadentechnik sind die
- Übersetzertechnik und die
- (Multi-loop-feedback- oder) MLF-Technik

bewährte Varianten; weitere Einzelheiten dazu siehe Seite 336

— zeitdiskretes Filter, d.h. als Strukturdiagramm, das nur Speicher, Summierer und Multiplizierer enthält [2] [7]; zeitdiskrete Netzwerke sind zunächst diskrete Verzweigungsschaltungen, die wertkontinuierlich zeitdiskrete Faltungs- bzw. Korrelations-Operationen verwirklichen; durch die Änderung der Abtastfrequenz sind sie bequem programmierbar; das rein digitale Filter ist eine daraus herleitbare wertquantisierte Approximation, bei der die Wahl der Zahlendarstellung und die Wortlänge entscheidenden Einfluß haben.

Das Zusammenwirken dieser Modelle und den Einfluß von Nachbargebieten veranschaulicht Bild 2. Dadurch wird nochmals auf die Bedeutung des *LC*-Filters als (natürliches und empfindlichkeitsoptimales) Bezugsmodell hingewiesen.

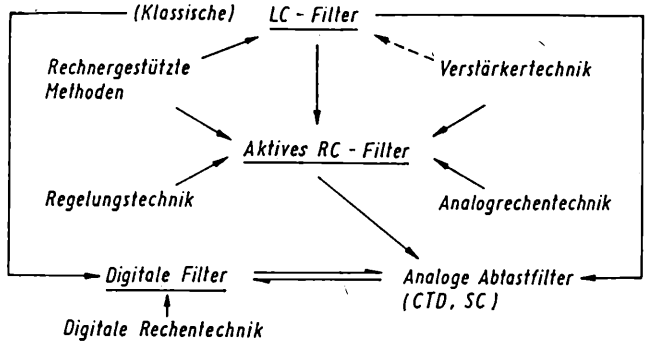


Bild 2. Zusammenwirken verschiedener Spezialgebiete

4. Technische Filterbauformen

Auch im Zeitalter der Groß- und Höchstintegration haben passive *RLC*-Filter noch eine bestimmte Bedeutung. Sie erzeugen kein Rauschen, benötigen keine Stromversorgung, haben einen großen Aussteuerbereich und haben auch bei hohen Kreisgüten keine Oszillationsschwingungen. Für Frequenzen zwischen 100 Hz und 30 MHz ist bei geringen Stückzahlen die Einzelelemente-Technik nach wie vor praktikabel. Es ist üblich, schwingfähige Anordnungen oder Resonatoren als diskrete Elemente aufzufassen. Damit gehören auch Metallresonator- bzw. Quarz(brücken)-Filter zu dieser klassischen Technik, die von 1 kHz bis 600 kHz bzw. bis 150 kHz vorteilhafte Einsatzmöglichkeiten bieten. Speziell als Kanalfilter in Trägerfrequenz-Übertragungseinrichtungen für die Vielkanal-Telefonie haben die Metallresonator-Filter mit ihren vorteilhaften Eigenschaften (große Zuverlässigkeit, extreme Flankensteilheit, wirtschaftliche Fertigung, geringes Volumen) große Bedeutung erlangt. Werden Signalfrequenzen mit Wellenlängen in der Größenordnung von Schaltungsabmessungen verarbeitet, so sind Filtermodelle mit verteilten Elementen notwendig. Das trifft etwa für den Bereich ab 30 MHz zu. Innerhalb der Hochfrequenz- und Mikrowellen-Filter haben sich zahlreiche Ausführungsformen bewährt. Erwähnt seien:

— Leitungsfilter, die z.B. aus dem *LC*-Bezugsfilter durch die Tangens-Transformation $\left(p \rightarrow j \tan \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right)$ gewonnen werden und damit grundsätzlich periodische Frequenzgänge haben.

— Streifenleiter- und Mikro-Streifenleiter-Filter, die bei Frequenzen von 100 MHz bis 10 GHz eingesetzt werden

— Hohlleiter-Filter für Frequenzen > 1 GHz (bis 500 GHz) (Kammfilter, basierend auf periodischen Verzögerungsleitungen und gyromagnetische Resonanz-Filter sind weitere Möglichkeiten).

Die Miniaturisierung der Bauformen hat durch die inzwischen in der Praxis eingeführte Schichttechnik einen ersten wichtigen Fortschritt erfahren, da hinsichtlich der Zuverlässigkeit, des Volumenbedarfs, der Grenzfrequenzen, der Langzeitkonstanz, der TK-Werte und der Werteabstufungen merkliche Verbesserungen gegenüber der klassischen (Einzelelemente-)Technik eintraten. Weitergehend unterscheidet man zwischen

— Dickschichttechnik

Leitende, resistive und dielektrische Schichten werden durch eine Siebdrucktechnik auf ein Substrat aufgeprägt. Da nur eine Genauigkeit von etwa $\pm$ 20 % erzielt werden kann, ist ein zusätzlicher (Laser-)Abgleich stets notwendig. Auf diese Weise integrierte Induktivitäten sind nur für HF-Schaltungen ($L = 10$ bis 500 nH) einsetzbar.

— Dünnfilmtechnik

Durch Aufdampfen im Vakuum lassen sich R, C und L hoher Konstanz und kleinem TK-Wert herstellen.

Mit Hilfe von aktiven *RC*-Filtern — die Entwicklung dieser Disziplin ist ein Musterbeispiel für die wechselseitige Verknüpfung von Theorie und Praxis [6] [8] — werden durch spulenfreie Realisierungen leistungsfähige Schaltungen im Frequenzbereich von 100 Hz bis 500 kHz bereitgestellt.

Die Hybridtechnik, als Schichttechnik mit eingebondeten diskreten Elementen oder monolithischen Schaltkreisen, ist die angepaßte Fertigungstechnologie. Die mechanische Frequenzselektion mit OFW-Filter wird ebenfalls durch Beschichten eines Piezo-Substrates verwirklicht. Generelle Vorteile sind die extrem kleinen Abmessungen (im Frequenzbereich von 10 MHz bis etwa 1 GHz) und die kostengünstige Produktion bei großen Stückzahlen.

Durch die Fortschritte in der MOS-Technologie lassen sich Ladungsverschiebungselemente (CTD), Kondensatoren, Verstärker und Schalttransistoren in monolithisch integrierter Technik mit der notwendigen Präzision herstellen. Damit ist eine taktgebundene Signalverarbeitung (zeitdiskretes Filtermodell)

mit bequemer Programmierung und zeitgestaffeltem Multiplexbetrieb wirksam. Bei der Realisierung als analoge Abtastfilter kommen der Wegfall der (AD- bzw. DA-)Wandler und die so möglichen hohen Arbeitsgeschwindigkeiten als weitere Vorteile hinzu. Spezielle Ausführungsformen der CTD-Technik sind Ladungskopplungs- oder Charge-Coupled-Devices oder CCD-Filter und Eimerketten- oder Bucked-Brigade-Devices oder BBC-Filter.

Die Entwicklung dieser Technik ist noch im Fluß [9]. Eine weitere, z.B. für die Realisierung von PCM-Sprachtiefpässen in großen Stückzahlen bedeutsame Bauform sind SC-Filter. Dabei werden Ohmwiderstände durch geschaltete Kapazitäten ersetzt und es ist nur auf die genaue Verwirklichung von C-Verhältnissen zu achten. Weltweit werden große Anstrengungen unternommen, leistungsfähige Ein-Chip-Filter auf diese Weise herzustellen. Die Methoden des Schaltungsentwurfs sind den Theorien der LC-Filter, der Digitalfilter und in starkem Maße der aktiven RC-Filter entlehnt. Ausdrücklich sei betont, daß sich generell die analogen Abtastfilter durch die natürliche Einfachheit analoger Anordnungen, verbunden mit vorteilhaften Eigenschaften digitaler Schaltungen, auszeichnen.

Zunehmend gewinnt die rein digitale Realisierung, d.h. die Bauform „Digitales Filter" an Bedeutung. Die Realisierung dieser Filter schließt sich eng an die Computertechnik (integrierte Rechentechnik) an. Die Genauigkeit dieser Realisierungsart wird durch die verwendete Wortlänge und nicht — wie bei analogen Schaltkreisen — durch enge Fertigungstoleranzen bestimmt. Digitale Filter benötigen einen Quantisierer. Ist ein Quantisierer bei den gewählten Systemkonzeptionen sowieso erforderlich, als Beispiel sei der Fall der PCM-Übertragung bzw. -Vermittlung erwähnt, so kommt das dem Einsatz eines Digitalen Filters sehr entgegen. Einschränkungen bestehen gegenwärtig besonders hinsichtlich der oberen Frequenzgrenze (kHz-Bereich) und der Kosten.

Die technologische Entwicklung behandelt umfassend *W. Rienecker* [10].

5. Einsatzgebiete und Anwendungen

Da die Operationen Originalfunktionen ↔ Bildfunktionen und im Übertragungsfall Faltung bzw. Korrelation durch Filter (mit vorgeschriebener Genauigkeit) realisiert werden können, bieten sich Einsatzmöglichkeiten auf allen Sektoren der analogen und digitalen Signalwandlung bzw. Signalverarbeitung an. In Tafel 3 sind in Stichworten Anwendungen aufgelistet, die insbesondere auch neuartige und ökonomische mikroelektronische bzw. mikroakustische Lösungen enthalten.

Tafel 3. Einsatzgebiete für Filter (und Schaltungen) mit vorgeschriebenen Eigenschaften

Technikzweige	Bausteine
Übertragungstechnik (TF- und PCM-Übertragung, Datenübertragung)	Frequenzselektive Filter, (adaptive) Entzerrer, Frequenzweichen, Impulsformer, Codec-Schaltkreis, AD- bzw. DA-Wandler
Funk-, Rundfunk- und Fernsehtechnik	ZF-Filter, SSB-Filter, Vorfilter, Anpassungsglieder, Impulsformer, Entzerrer, Funkentstörfilter, Kammfilter, Verzögerungsglieder, (zweidimensionale) Filterung von Bildsignalen, Filter für die Bildschirmkommunikation
Radartechnik	Optimalfilter, Chirp-Filter, Doppler-Filter, Pulskompandierungs-Filter
Elektroakustik	Klangfilter, Sprachkompressions-Filter
Meßtechnik (einschließlich Schwingungsmeßtechnik)	Frequenzanalysatoren, DFT- und FFT-Filter, Korrelationsanalysatoren, Meß-Sensoren, Signalmittler, Signalprozessoren, Programmierbare Filter, Echtzeit-Analysatoren, Antialiasing-Filter, AD- und DA-Wandler, Digitale Filterbank
Bildverarbeitungstechnik	Wandler, Codierer, Entstörglieder, CCD-Sensoren
Computertechnik	Speicher, Rechnerschaltungen

6. Zusammenfassung und Ausblick

Die ständig wachsende Bedeutung der Informationstechnik, der elektronischen Meßtechnik sowie der Automatisierung erfordert permanent die Entwicklung neuer und verbesserter Gerätesysteme. In diesen Einrichtungen spielen Filter (im weiteren Sinne) als Bausteine eine wichtige Rolle. Musterbeispiele aus der Vielkanal-Telefonieübertragungstechnik sind die Filter in TF-Systemen bzw. Codec-Schaltkreise in PCM-Systemen. Bezüglich des Frequenzbereiches sind Realisierungen lückenlos von weniger als 1 Hz bis in das GHz-Gebiet möglich. Die entscheidende theoretische Kenngröße sind zulässige Netzwerkfunktionen mit gesetzmäßigen Verknüpfungen zu allen Varianten der Signal- und Systemdarstellungen. Fundamentale Filtermodelle sind das passive LC-Modell, das aktive RC-Modell und das zeitdiskrete Netzwerkmodell. Die zugehörigen Entwurfstheorien sind konsolidiert [9]. Durch mikroelektronische bzw. mikroakustische Technologien gelingt eine ökonomische Produktion im Kleinstformat [11].

Da außerdem bezüglich der Zuverlässigkeit, der Material- und Energieökonomie und der „apparativen Intelligenz" beträchtliche Fortschritte erzielt wurden, kann generell von einer neuen Qualität der Bauformen gesprochen werden.

Schichttechnik und monolithisch (hoch- und höchst-)integrierte Technik sind mögliche und schon bewährte Technologien. Wegen gegenwärtiger Vorteile konzentriert sich das Interesse auf analoge Abtastfilter (CTD-Filter, SC-Filter). Auf längere Sicht werden sich aber zunehmend rein digitale Konzeptionen durchsetzen [12].

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9075

Literatur

[1] *Fritzsche, G.:* Wissensspeicher Informationsübertragung, 2. Aufl., Berlin: VEB Verlag Technik, 1981

[2] *Fritzsche, G.:* Netzwerke I—IV, WTB-Bände 208, 209, 210 u. 268, Berlin: Akademie-Verlag, 1979—1981

[3] *Kliem, V.:* Entwurf und hybride Integration aktiver RC-Filter bei der Entwicklung moderner Nachrichtensysteme, dargestellt am Beispiel eines PCM-Kanalfilters. Nachrichtentech., Elektron., 29 (1979) 6, S. 24—28; 7, S. 80—82

[4] *Hälsig, C.:* Mechanische Frequenzselektion. Dissertation B. Dresden, HfV, 1980

[5] *Saal, R.:* Handbuch des Filterentwurfs. Berlin: AEG Telefunken, 1979

[6] *Fritzsche, G.; Seidel, V.:* Aktive RC-Schaltungen in der Elektronik. Berlin: VEB Verlag Technik, 1981

[7] *Schüßler, H. W.:* Digitale Systeme zur Signalverarbeitung. Berlin: Springer-Verlag, 1973

[8] *Seidel, V.:* Zur Realisierung von aktiven absolut stabilen RC-Filterbausteinen mit imaginären Übertragungsnullstellen. Dissertation A. Dresden, HfV, 1975

[9] *Entenmann, W.:* CCD-Filter. Reihe Einführung in die Nachrichtentechnik. München/Wien; R. Oldenbourg Verlag, 1980

[10] *Rienecker, W.:* Beiträge zur Technologie elektrischer Filter. Dissertation. Erlangen-Nürnberg, Universität 1980

[11] *Lüder, E.:* Integrierbare Filter in VLSI-Technik. AEÜ 32 (1978) 10, S. 381 bis 389

Prof. Dr. sc. techn. *Gottfried Fritzsche*, Hochschule für Verkehrswesen Friedrich List, 8010 Dresden, Friedrich-List-Platz 1

Quasiarithmetische TP-BP-Transformation mit vorteilhaften Gruppenlaufzeiteigenschaften

E. Schubert, KDT, Dippoldiswalde

Mitteilung aus dem Technikum Mikroelektronik der TU Dresden

Deskriptoren: TP-BP-Transformation, breitbandige Filter, Dämpfungs- und Gruppenlaufzeitsymmetrie, Entwurf

Werden Daten über Telefonkanäle übertragen, so sind Übertragungseigenschaften des Kanals wichtig, die bei der Sprachübertragung unbedeutend sind. Um Fehlerwahrscheinlichkeiten kleiner als 10^{-5} bis 10^{-7} bit zu erreichen, müssen die binären Zustände auf der Empfangsseite in einer erkennbaren Form ankommen. Verzerrungen entstehen in TF-Kanälen durch die Übertragungseigenschaften der Leitungen und durch die sende- und empfangsseitigen Bandpässe. Der Verlauf der frequenzabhängigen Gruppenlaufzeit beeinflußt dabei wesentlich die Form des empfangenen Datensignals. Deshalb sollten für eine verzerrungsfreie Datenübertragung Gruppenlaufzeit und Dämpfung annähernd frequenzunabhängig im Durchlaßbereich des Kanals verlaufen.

Wie diese Forderung ingenieurmäßig zu erfüllen ist, soll an einem ausgewählten Problem der Gruppenlaufzeitebnung bei Bandpässen gezeigt werden.

Die Toleranzbreite der Laufzeitschwankungen wird bereits beim Entwurf der Bandpässe festgelegt. Verfährt man in gewohnter Weise und berechnet die Filter durch TP-BP-Transformation aus approximierten Tiefpässen, so ergeben sich durch die geometrische Transformationsvorschrift Verzerrungen, selbst wenn der Bezugstiefpaß laufzeitgeebnet entworfen wurde. Im folgenden wird die quasiarithmetische TP-BP-Transformation vorgestellt, bei der im Unterschied zur herkömmlichen Transformation die vorteilhaften Dämpfungs- und Laufzeiteigenschaften des Bezugstiefpasses erhalten bleiben.

1. Geometrische Transformation

Funktionentheoretisch läßt sich die TP-BP-Transformation als Abbildung der komplexen Ebene S (Tiefpaß-PN-Plan) in der Ebene p (Bandpaß-PN-Plan) beschreiben. Es entsteht bei dieser Abbildung, die sich in der Filtertheorie als Frequenztransformation veranschaulichen läßt, nur aus der TP-Dämpfungscharakteristik $A_{\mathrm{TP}}(\omega)$ eine BP-Frequenzcharakteristik $A_{\mathrm{BP}}(\omega)$, die geometrisch symmetrisch zur Bandmitte verläuft.

Ein beliebiger Punkt in der komplexen Ebene (auch Pole und Nullstellen) wird durch seine Koordinaten

$$\begin{aligned} &\textbf{TP-Ebene} \quad S = \Sigma + \mathrm{j}\,\Omega \\ &\textbf{BP-Ebene} \quad p = \sigma + \mathrm{j}\,\omega \text{ beschrieben.} \end{aligned} \tag{1}$$

Es existiert eine eindeutige Abbildung der BP-Ebene in der TP-Ebene

$$S = \frac{1}{\delta}\left(p + \frac{1}{p}\right) \tag{2}$$

und eine zweideutige Abbildung der TP-Ebene in der BP-Ebene (Gradverdopplung):

$$p = \frac{\delta}{2} S \pm \sqrt{\left(\frac{\delta}{2} S\right)^2 - 1}\,. \tag{3}$$

Betrachtet man die Abbildung der (beschränkten) TP-Ebene in der BP-Ebene, so ergibt sich aus Gl. (3), daß

Parallelen zur imaginären Achse (Realteil $\Sigma = \text{const}$)
auf Strahlen durch den Ursprung (Polgüte $Q_{\mathrm{BP}} = \text{const}$)

und

Parallelen zur reellen Achse (Imaginärteil $\Omega = \text{const}$)
auf konzentrischen Kreisen um den Ursprung
(Polfrequenz $|p| = \text{const}$)

abgebildet werden (Bild 1).

Hauptsächlich hängt die BP-Polgüte Q_{BP} vom Realteil Σ und die BP-Polfrequenz $|p|$ vom Imaginärteil Ω des zugehörigen TP-Poles ab:

$$Q_{\mathrm{BP}} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{2}\Omega\right)^2}}{\delta \Sigma} \approx \frac{1}{\delta \Sigma}$$

$$|p| = \sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{2}\Omega\right)^2} + \frac{\delta}{2}\Omega\,. \tag{4}$$

Mit Hilfe der Näherung Gl. (4) lassen sich die BP-PN-Daten einfach aus den Tiefpaß-PN-Daten berechnen, wobei für $\delta < 0{,}2$ der Fehler kleiner als 10^{-5} wird.

Von den bisherigen Überlegungen ausgehend soll gezeigt werden, daß die geometrische Transformation eine Verzerrung der Gruppenlaufzeit bewirkt:

Die zu einem PN-Plan gehörende Laufzeitcharakteristik kann als eine Summe resonanzartiger Elementarkurven gedeutet werden. Zu jedem Pol (σ_x, ω_x) gehört eine Elementarkurve, deren Maximum $1/\sigma_x$ bei der Frequenz ω_x liegt. Nullstellen auf der imaginären Achse ($\sigma_{0i} = 0$) liefern bis auf einen Dirac-Stoß keinen Beitrag zur Gruppenlaufzeit.

$$\tau(\omega) = \sum_{i=1}^{n} \frac{\sigma_{xi}}{\sigma_{xi}^2 + (\omega - \omega_{xi})^2} - \sum_{i=1}^{m} \frac{\sigma_{0i}}{\sigma_{0i}^2 + (\omega - \omega_{0i})^2}\,. \tag{5}$$

Aus Bild 1 und Gl. (4) geht hervor, daß die BP-Pole an der unteren Durchlaßgrenze einen kleineren Realteil haben als die an der oberen. Die Maxima der Gruppenlaufzeit-Elementarkurven werden entsprechend den Reziprokwerten der Realteile gestaffelt, wodurch zwangsläufig eine Laufzeitverzerrung auftritt. Die geometrische Transformation ist somit nicht invariant gegenüber TP-Approximationen mit geebneter Gruppenlaufzeit.

2. Arithmetische Transformation

Geometrische Symmetrie heißt, daß die Bandmittenfrequenz ω_0 das geometrische Mittel jeweils zweier beliebiger zueinander gehörender Frequenzen ω_{+1}, ω_{-1} ist. Völlig analog dazu wird der Begriff der arithmetischen Symmetrie definiert:

Geometrische Symmetrie	Arithmetische Symmetrie
$\omega_0 = \sqrt{\omega_{+1}\,\omega_{-1}}$	$\omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_{+1} + \omega_{-1})$
$A(\omega_{+1}) = A(\omega_{-1})$	$A(\omega_{+1}) = A(\omega_{-1})$
$\tau(\omega_{+1}) \neq \tau(\omega_{-1})$	$\tau(\omega_{+1}) = \tau(\omega_{-1})$.

(6)

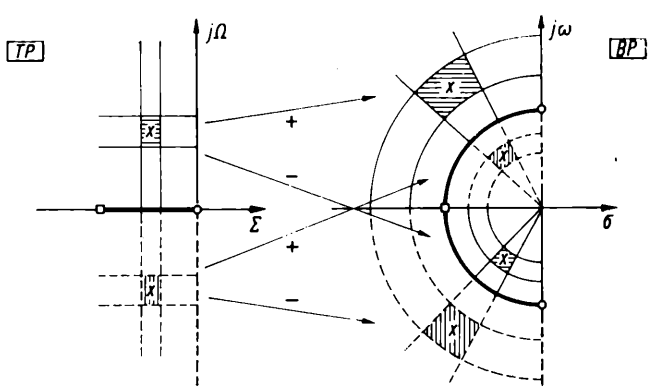


Bild 1. Abbildung der TP-Ebene in der BP-Ebene bei der TP-BP-Transformation

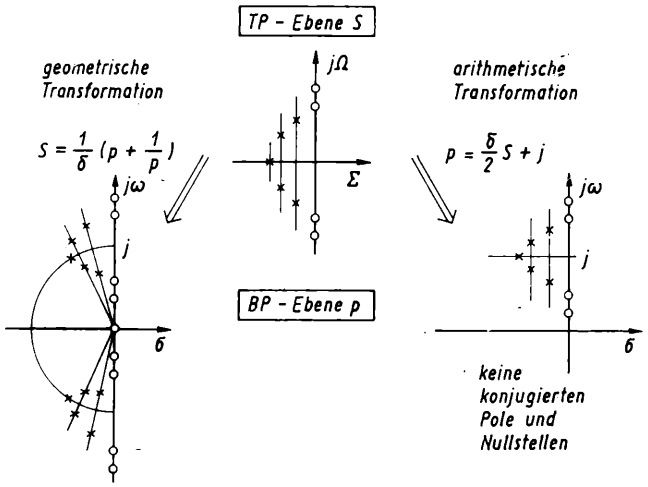


Bild 2. Vergleichende Darstellung der arithmetischen und der geometrischen Transformation im PN-Plan

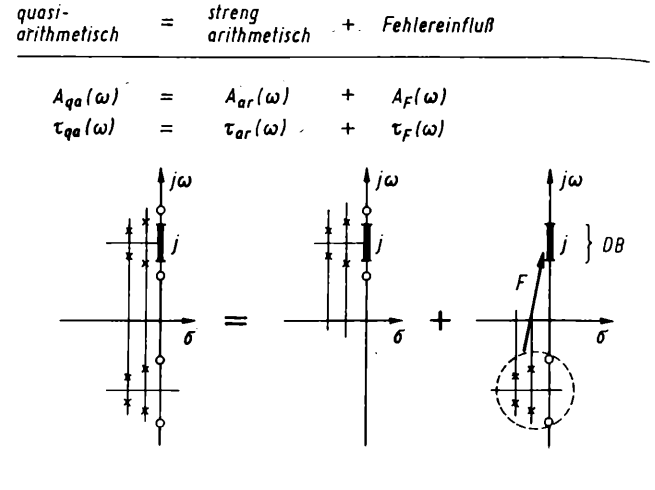


Bild 3. Grafische Veranschaulichung der Realisierung eines quasiarithmetischen Bandpasses im PN-Plan

Bei Bandpässen wird strenge arithmetische Dämpfungs- und Gruppenlaufzeitsymmetrie nur dadurch erreicht, daß alle TP-Pole und Nullstellen um den Faktor $\delta/2$ verdichtet und anschließend um $+\mathrm{j}$ verschoben werden.
Zum PN-Plan einer streng arithmetischen Bandpaßfunktion gehört eine Übertragungsfunktion mit komplexen Koeffizienten, da mit der PN-Verschiebung keine Graderhöhung verbunden ist und die konjugierten Pole und Nullstellen nicht existieren. Eine derartige Übertragungsfunktion und folglich auch die streng arithmetische Symmetrie sind wegen Verletzung des Kausalitätsprinzips nicht realisierbar.
Die Gradverdopplung des Bandpasses gegenüber dem Bezugstiefpaß dient deshalb nicht der Verbesserung der Selektion, sondern ausschließlich der Erfüllung der Realisierbarkeitsbedingung.

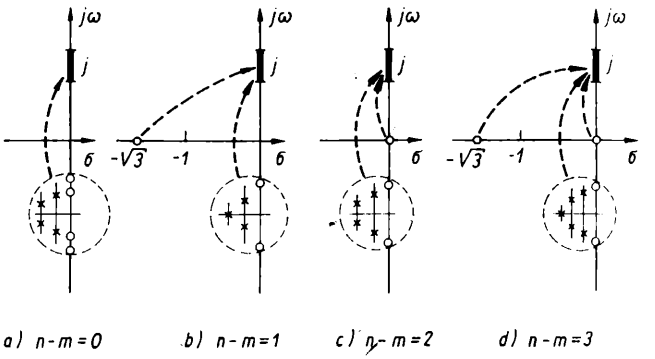


Bild 4. Festlegung reeller Nullstellen bei der quasiarithmetischen Transformation

3. Quasiarithmetische Transformation

Fügt man die bei der arithmetischen Bandpaßfunktion fehlenden konjugierten Pole und Nullstellen zum Zwecke der Realisierbarkeit hinzu, so gelangt man zur quasiarithmetischen Transformation, die es ermöglicht, Bandpässe mit arithmetischer Dämpfungssymmetrie hoher Genauigkeit bei minimaler Laufzeitverzerrung durch die Transformation zu entwerfen.
Die Transformationsvorschrift lautet:

$$p = \frac{\delta}{2} S \pm \mathrm{j} \,. \tag{7}$$

Reelle BP-Nullstellen werden gesondert festgelegt. Im Tiefpaß-PN-Plan befinden sich m Nullstellen und n Polstellen. Somit besteht der unerwünschte konjugierte Teil des BP-PN-Planes auch aus m Null- und n Polstellen, die näherungsweise bei $-\mathrm{j}$ liegen. Diese Pol-Nullstellen-Gruppe wirkt in der Entfernung $2\,\omega_0$ auf den Durchlaßbereich $\mathrm{j}\,(1 \pm \delta/2)$ genau so ähnlich wie ein $(n\text{-}m)$facher Pol, der sich bei $-\mathrm{j}$ befindet.
Wird weiter beachtet, daß zwei Pole in der doppelten Entfernung so wirken, wie einer in der halben, so kann der $(n\text{-}m)$fache Pol bei $-\mathrm{j}$ durch $(n\text{-}m)/2$ Nullstellen bei Null kompensiert werden, vorausgesetzt die Differenz $n\text{-}m$ sei gerade. Ist die Differenz $n\text{-}m$ ungerade, werden $(n\text{-}m\text{-}1)/2$ Nullstellen bei Null und eine bei $-\sqrt{3}$ (Kreisbogen mit Radius 2 um $+\mathrm{j}$) angeordnet, die annähernd die gleiche Wirkung auf den Durchlaßbereich hat, wie der zu kompensierende übrige Pol bei $-\mathrm{j}$.
Im Bild 4 ist die Festlegung reeller Nullstellen dargestellt. In allen vier Fällen wird sehr gute arithmetische Symmetrie im Durchlaßbereich erzielt, wobei für gerade Differenz $n\text{-}m$ die geringsten Abweichungen auftreten.
Allgemein gilt für die Festlegung reeller Nullstellen bei der quasiarithmetrischen Transformation:

Im Tiefpaß-PN-Plan befinden sich m Nullstellen und n Polstellen. Es sind $(n\text{-}m\text{-}k)/2$ Nullstellen im Ursprung des Bandpaß-PN-Planes und k Nullstellen bei $-\sqrt{3}$ anzuordnen, wobei $k = 0$ für gerade Differenz $n\text{-}m$ und $k = 1$ für ungerade Differenz $n\text{-}m$ zu setzen ist. Alle anderen BP-PN-Daten werden nach Gl. (7) berechnet.

4. Restfehlerkompensation

Die Beseitigung der Verzerrungen bei der quasiarithmetischen Transformation läßt sich durch folgende Überlegungen zusammenfassen und veranschaulichen:

Erstens kann durch die Transformation, die einfach als Pol-Nullstellen-Verschiebung ausgeführt wird, kein grundsätzlicher Symmetriefehler mehr entstehen, was im Abschn. 2 erläutert wurde.
Zweitens wird der konjugierte Teil des BP-PN-Planes, der für jede Realisierbarkeit unumgänglich ist, als Fehlereinfluß aufgefaßt, dessen Wirkung im Durchlaßbereich zu minimieren ist.

Diese Restfehlerkompensation geschieht durch zusätzliche reelle Nullstellen im BP-PN-Plan und ist vorwiegend bei breiten Filtern $\delta > 40\,\%$ erforderlich.
Für die Gruppenlaufzeit von Filtern mit imaginären Nullstellen gilt:

$$\tau_{\mathrm{TP}}(\Omega) = \sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{\Sigma} xi}{\Sigma_{xi}^2 + (\Omega - \Omega_{xi})^2} \tag{8}$$

$$p = \frac{\delta}{2} S \pm \mathrm{j} \quad \text{daraus folgt} \quad \Omega = \frac{2}{\delta}(\omega \pm 1) \quad \text{mit} \frac{\partial \Omega}{\partial \omega} = \frac{2}{\delta} \,.$$

Die quasiarithmetische Gruppenlaufzeit τ_{qa} ergibt sich aus dem exakt arithmetischen Verlauf τ_{ar} plus einem Laufzeitfehler τ_F, der später durch eine Nullstelle τ_K zu kompensieren ist.

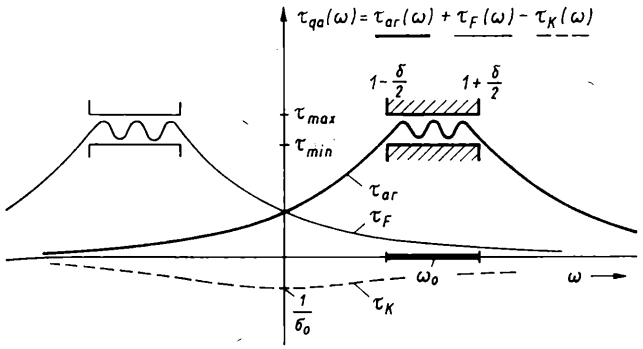


Bild 5. Kompensation des Fehlereinflusses $\tau_F(\omega)$ durch eine reelle Nullstelle $\tau_K(\omega)$

$$\tau_{qa}(\omega) = \tau_{ar}(\omega) + \tau_F(\omega) - \tau_K(\omega)$$

$$\tau_{qa}(\omega) = \frac{2}{\delta}\tau_{TP}(\Omega_-) + \frac{2}{\delta}\tau_{TP}(\Omega_+) - \tau_K \qquad (9)$$

mit $\Omega_- = \frac{2}{\delta}(\omega - 1) \quad \Omega_+ = \frac{2}{\delta}(\omega + 1)$.

Sowohl der arithmetische Anteil als auch der Laufzeitfehler lassen sich direkt aus der TP-Gruppenlaufzeit berechnen. Aus den Gln. (8) und (9) erhält man z. B. für $\tau_F(\omega, \delta)$:

$$\tau_F(\omega, \delta) = \frac{2}{\delta}\sum_{i=1}^{n}\frac{\bar{\Sigma}_{xi}}{\Sigma_{xi}^2 + \left(\frac{2}{\delta}(\omega+1) - \Omega_{xi}\right)^2}. \qquad (10)$$

Der Laufzeitfehler im Durchlaßbereich (DB) des quasiarithmetischen Bandpasses ist gleich dem $2/\delta$-fachen Wert der TP-Gruppenlaufzeit im Frequenzbereich $4/\delta \pm 1$:

$$\tau_F(\omega, \delta) = \frac{2}{\delta}\tau_{TP}\left(\frac{4}{\delta} \pm 1\right);\ \tau_{ar}(\omega, \delta) = \frac{2}{\delta}\tau_{TP}(0 \pm 1). \qquad (11)$$

Wegen $\Omega_+ \gg \sigma_{xi}, \omega_{xi}$ gewinnt man aus Gl. (10) eine sehr gute Näherung für den Laufzeitfehler im Durchlaßbereich $\omega = 1 \pm \delta/2$

$$\tau_F \approx \frac{2}{\delta}\sum_{i=1}^{n}\bar{\Sigma}_{xi} \cdot \frac{1}{\Omega^2}. \qquad (12)$$

Der Laufzeitfehler fällt für große Frequenzen Ω mit $1/\Omega^2$, so daß der Anteil τ_F/τ_{ar} im Durchlaßbereich für schmalbandige Filter sehr klein wird.

$$\tau_F/\tau_{ar} \approx \frac{\delta^2}{32} \quad \text{für } \omega = 1. \qquad (13)$$

Bei 30% breiten Bandpässen beträgt der Fehleranteil τ_F nur etwa 0,3% (exakt 0,23%) der Gruppenlaufzeit im Durchlaßbereich. Die Änderung von τ_F im DB, die ja die eigentliche Laufzeitverzerrung ausmacht, ist viel geringer und beträgt im Beispiel 0,07%. Weitere Erfahrungswerte ergeben sich aus dem Abschn. 5.

Für Filter schmaler als 45% (1. praktischer Richtwert) ist die Laufzeitverzerrung eine Größenordnung kleiner als die Toleranzbreite, die sich aus der Welligkeit der Gruppenlaufzeit ergibt. Ein Filter, das schmaler als 65% ist (2. praktischer Richtwert), hat eine Laufzeitverzerrung, die eine Größenordnung kleiner als bei geometrischer TP-BP-Transformation ausfällt.

Deshalb sollte bei Filtern breiter als 45% der Fehlereinfluß τ_F durch eine reelle Nullstelle σ_0 kompensiert werden.

Ansatz zur Berechnung von σ_0:

$$\tau_F(\omega) - \tau_K(\omega) = 0 \quad \tau_K(\omega) = \frac{\sigma_0}{\sigma_0^2 + \omega^2};\ \omega \approx 1 \pm \frac{\delta}{2}.$$

Bei Filtern mit δ um 100% ändert sich der Fehlereinfluß $\tau_F(\omega)$ sehr stark im Durchlaßbereich, so daß ein verbesserter Ansatz zur Berechnung von σ_0 verwendet wird, mit dem die Änderung $\Delta\tau_F$ am besten kompensiert wird:

$$\Delta\tau_F = \tau_F(\omega_{-g}) - \tau_F(\omega_{+g}) \stackrel{!}{=} \tau_K(\omega_{-g}) - \tau_K(\omega_{+g}) = f(\sigma_0). \qquad (15)$$

Die Gruppenlaufzeit vergrößert sich geringfügig um den annähernd konstanten Restbetrag $\tau_F(\omega_0) - \tau_K(\omega_0)$.

Mit der beschriebenen Methode zur Restfehlerkompensation können Bandpässe bis $\delta = 100\%$ entworfen werden.

Die quasiarithmetische Transformation entspricht zwar mathematisch der Schmalbandnäherung, die Untersuchung des Fehlereinflusses und dessen Kompensation zeigt aber, daß sie weder als Näherung aufzufassen ist, noch auf schmalbandige Filter beschränkt bleibt.

5. Anwendung

Gegeben ist ein Bezugstiefpaß mit geebneter Gruppenlaufzeit durch seine PN-Daten, der als Bandpaß mit konstanter Gruppenlaufzeit entworfen werden soll. Die erreichbare arithmetische Symmetrie ist durch Untersuchung der Laufzeitverzerrung für $\delta = 10\%$ und $\delta = 100\%$ abzuschätzen.

$$S_{x1/2} = -0{,}4910 \pm \mathrm{j}\,0{,}2726 \qquad (16)$$
$$S_{x3/4} = -0{,}3891 \pm \mathrm{j}\,0{,}8044$$
$$S_{o1/2} = \pm \mathrm{j}\,1{,}9045$$
$$H = 0{,}0694.$$

Aus dem PN-Plan ergeben sich folgende BP-Sperrstellen:

Frequenz	0	$\pm\omega_{01}$	$\pm\omega_{02}$	∞	Filtergrad
geo. BP	2	2	2	2	8
qar. BP	1	2	2	3	8

Die spulenarme *LC*-Realisierung des quasiarithmetischen Bandpasses hat folgende Struktur:

Zunächst wurde für $\delta = 10\%$ die geometrische und die quasiarithmetische Transformation ohne Kompensation von $\tau_F(\omega)$ durchgeführt. Im Bild 8 ist der Verlauf für beide Fälle dargestellt. Während der geometrische Fall das Toleranzschema verletzt (7,5% gegenüber 2,5% Toleranzbreite), wird sehr gute arithmetische Symmetrie ohne sichtbaren Fehler mit einer Toleranzreserve von 0,3% erzielt.

Dieses Ergebnis wird auch an Hand der Tafel bestätigt, in der der wachsende Fehlereinfluß für größer werdende relative Bandbreite zahlenmäßig dargestellt ist.

Im Bild 9 ist die Restfehlerkompensation am gegebenen Filter für $\delta = 100\%$ dargestellt. Nach Gl. (15) wird die Kompensationsnullstelle für $\sigma_0 = -0{,}0795$ (gewählt 0,08) berechnet.

$\tau_F(\omega)$ und $\tau_K(\omega)$ heben sich in ihrer Tendenz bis auf einen annähernd konstanten Rest auf, der die Laufzeit geringfügig vergrößert. Da die sich ergebende Restwelligkeit mit der gewählten Kompensation kleiner als 0,3% ist, wird das Toleranzschema der arithmetischen Gruppenlaufzeit auch für $\delta = 100\%$ nicht verletzt. Nach der Restfehlerkompensation hat der für $\delta = 100\%$ entworfene Bandpaß etwa den gleichen Fehler bezüglich der

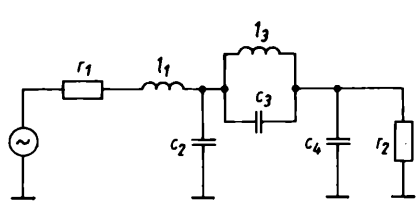


Bild 6
LC-Bezugstiefpaß 4. Grades

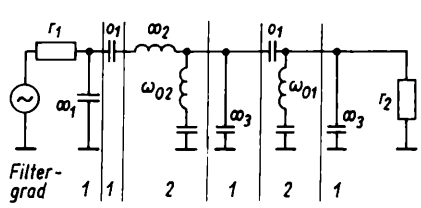


Bild 7
LC-Bandpaß 8. Grades

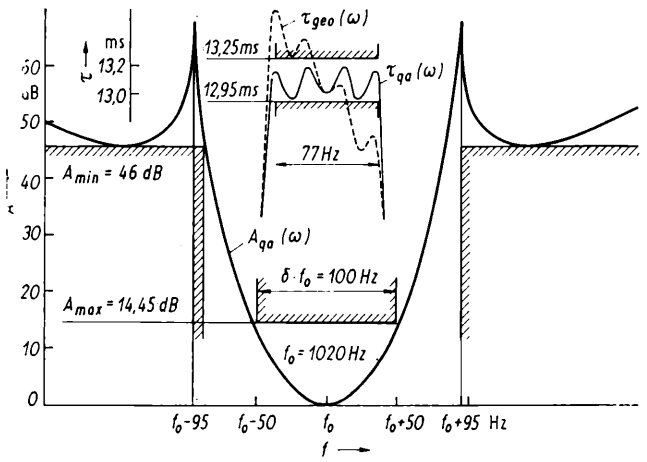


Bild 8. Gegenüberstellung der geometrischen und der quasiarithmetischen TP-BP-Transformation beim Bandpaß 8. Grades und $\delta = 10\,\%$

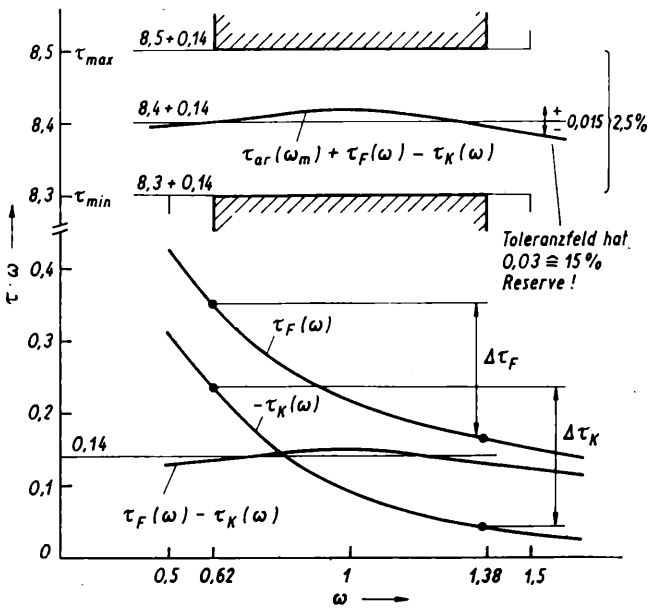


Bild 9. Anwendung der Restfehlerkompensation beim Bandpaß 8. Grades zur Erzielung einer konstanten Gruppenlaufzeit im Durchlaßbereich bei einer relativen Bandbreite von $\delta = 100\,\%$

Tafel 1. Darstellung des anwachsenden Fehlereinflusses bei größer werdender relativer Bandbreite

Ziel: $\tau_{qa}(\omega) = \tau_{ar}(\omega) + \tau_F(\omega) - \tau_K(\omega) = \text{const}$ für $\omega \in DB$

$\Delta\tau_{ar} = \tau_{ar}(\omega_{+g}) - \tau_{ar}(\omega_{-g}) = 0$ nach Voraussetzung

$\Delta\tau_F = \Delta\tau_K$ für $\omega_{\pm g}$ Ziel der Kompensation

$\Delta\tau_{FK} = \tau_F(\omega_0) - \tau_K(\omega_0) - [\tau_F(\omega_g) - \tau_K(\omega_g)]$ Restwelligkeit

δ	$\tau_{ar}(\omega = 1)$	$\tau_F(\omega = 1)$	$\Delta\tau_F(\omega_{\pm g})$	σ_0	$\Delta\tau_{FK}$	
0,1	81,84	0,022	0,002			
0,2	40,92	0,044	0,009			
0,3	27,28	0,066	0,020			
0,4	20,46	0,088	0,037			
0,5	16,37	0,110	0,057	0,050	0,005	wie $\delta = 15\,\%$
0,6	13,64	0,132	0,083	0,057	0,01	wie $\delta = 20\,\%$
0,7	11,70	0,169	0,114	0,063	0,02	wie $\delta = 30\,\%$
0,8	10,23	0,176	0,153	0,067	0,02	wie $\delta = 30\,\%$
0,9	9,09	0,198	0,198	0,070	0,03	wie $\delta = 35\,\%$
1,0	8,18	0,231	0,282	0,079	0,04	wie $\delta = 40\,\%$

$$\frac{1}{\sigma_0} = \frac{1}{\Delta\tau_F}\left[\frac{1}{\left(1-\frac{\delta}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(1+\frac{\delta}{2}\right)^2}\right]$$

Symmetrie wie der unkompensierte für $\delta = 40\,\%$ entworfene Bandpaß. Eine weitere Symmetrieverbesserung ist mit der vorgestellten Methode nicht möglich. Ihre Leistungsgrenze ist in der Tafel 1 für verschiedene Werte von δ angegeben. Unterhalb von $\delta = 40\,\%$ sollte die Restfehlerkompensation nicht mehr angewendet werden, da die Restwelligkeit nicht weiter verbessert werden kann.

6. Zusammenfassung

Es wird eine (quasiarithmetische) Tiefpaß-Bandpaß-Transformation vorgestellt, mit der im Gegensatz zur geometrischen Transformation die vorteilhaften Dämpfungs- und Laufzeiteigenschaften des Bezugstiefpasses auf den Bandpaß übertragen werden. Die Bandpaßpole und -nullstellen ergeben sich direkt durch geeignete einfache Pol-Nullstellen-Verschiebung aus den Tiefpaßeigenwerten.

Der durch den konjugierten Teil des Bandpaß-PN-Planes verursachte Fehlereinfluß wird durch reelle Nullstellen kompensiert.

Bis 45 % relativer Bandbreite ist die quasiarithmetische Transformation in einfacher Form anwendbar, da der Fehlereinfluß eine Größenordnung kleiner ist als die Filterwelligkeit. Für relative Bandbreiten größer als 45 % wird zusätzlich die Restfehlerkompensation durch eine reelle Nullstelle notwendig, um den stärker anwachsenden Fehlereinfluß zu kompensieren.

Danach können durch die quasiarithmetische Transformation auch mittlere und breite Filter (δ bis 100 %) mit konstanter Gruppenlaufzeit und arithmetischer Dämpfungssymmetrie im Durchlaßbereich aus entsprechend approximierten Tiefpässen (z. B. in [4]) entworfen werden.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9076

Literatur

[1] *Fritzsche, G.:* Entwurf von Laufzeitgliedern mit einer Schmalbandcharakteristik. Wissenschaftliche Zeitschrift HfV Dresden 18 (1971) 1, S. 123–142

[2] *Gonimlich, H.:* Messen und Entzerren von Übertragungswegen für die Datenübertragung. Nachrichtentechnische Zeitschrift 28 (1975) 4, S. K 148 bis K 153

[3] *Fritzsche, G.:* Wirkprinzipien für variable Entzerrer in Breitbandsystemen. Wissenschaftliche Zeitschrift HfV Dresden 25 (1978) 11, S. 656–670

[4] *Litovski, V.:* Synthesis of monotonic passband sharp cutoff filters with constant group delay response. IEEE Trans. 26 (1979) 8, S. 597–602

[5] *Schubert, E.:* Mehrfach rückgekoppelte aktive RC-Schaltungen mit frequenztransformierenden Funktionsblöcken und realen Operationsverstärkern. Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Fakultät für Technik und Naturwissenschaften, Dissertation A (1979)

[6] *Seidel, V.:* Realisierung von frequenzsymmetrischen Bandpässen als *RC*-aktive Leapfrog-Schaltungen. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 2, S. 55–60

Dr.-Ing. *Erich Schubert*, Technikum Mikroelektronik der Technischen Universität Dresden, 8027 Dresden, Mommsenstr. 13

Realisierung von MLF Polynom-Tiefpässen mit geringen Funktionsblockgüten

K.-E. Krüger, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Technische Verkehrskybernetik

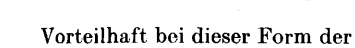
Deskriptoren: Filter, aktiv; *RC*-Filter, MLF-Schaltungen, Realisierung, Abgleich.

Die einfachste Form, aktive *RC*-Netzwerke zu realisieren, ist die Kaskadentechnik. Dabei wird eine gegebene Übertragungsfunktion in lineare und (bi-)quadratische Faktoren zerlegt, die getrennt durch entsprechende Funktionsblocks realisiert und kaskadiert werden:

Gegeben ist

$$T(p) = \frac{\sum_{i=0}^{m} b_i p^i}{\sum_{i=0}^{n} a_i p^i} = \frac{(p+\sigma_0)\cdot \prod_{k=1}^{\frac{m-1}{2}} (p^2 + b_{K1} p + b_{K0})}{(p+\sigma_x)\prod_{k=1}^{\frac{n-1}{2}} (p^2 + a_{K1} p + a_{K0})} = \prod_{j=0}^{n/2} T_j$$

Gesucht ist die $T(p)$ realisierende aktive *RC*-Schaltung.

Lösung: 

Vorteilhaft bei dieser Form der Realisierung ist die einfache Art der Dimensionierung [1] [2]. Nachteilig sind ihre Empfindlichkeitseigenschaften. Jeder Funktionsblock T_1 bis T_n beeinflußt direkt und unabhängig von den anderen die Gesamtübertragungsfunktion $T(p)$. Es gilt mit $S_x^F = \frac{x}{F}\frac{\mathrm{d}F}{\mathrm{d}x}$ (Empfindlichkeit) $S_{T_j}^{T(p)} = 1$.

Das heißt, jede Änderung im Funktionsblock wirkt sich in gleicher Größe in der Gesamtfunktion aus. Dadurch wird eine hohe Stabilität der Funktionsblockgüten und bei höheren Güten ($Q > 5$) auch sehr hohe Frequenzstabilität gefordert. Aber gerade das bereitet insbesondere bei höheren Frequenzen große Schwierigkeiten.

Die realisierbaren Funktionsblock-Polgüten sind zum anderen durch das Verstärkungsbandbreiteprodukt der verwendeten Verstärker und den vorgesehenen Frequenzbereich beschränkt. Mit dem OV A 109 z. B. erreicht man bei Frequenzen von 20 kHz kaum eine Polgüte > 20. In diesem Bereich sind die Anforderungen an die Frequenzstabilität so hoch, daß sie nicht erfüllt werden können, da der Frequenzgang des Verstärkers zusätzlich Frequenzverwerfungen verursacht. Durch die Verwendung angefachter Funktionsblocks lassen sich noch einige Verbesserungen erreichen, aber auch das ist i. allg. nicht ausreichend [3]. Den Ausweg sucht man durch die mehrfachrückgekoppelten (MLF-)Schaltungen mit quadratischen Funktionsblocks. Sie bieten prinzipiell die Möglichkeit, die Empfindlichkeitseigenschaften zu verbessern und die erforderlichen Funktionsblockgüten herabzusetzen.

1. MLF-Schaltungen, Eigenschaften und Realisierungsprobleme

MLF-Schaltungen können entsprechend Bild 1 dargestellt werden. Sind die T_{ie} die Einkopplungen (Elemente des Spaltenvektors $\underline{T}_e$), T_{ai} die Auskopplungen (Elemente des Zeilenvektors $\underline{T}_a$), die T_{ik} die Kopplungen zwischen den Funktionsblocks (Elemente der Matrix $\underline{T}$) und die H_i die Kehrwerte der Funktionsblockübertragungsfunktionen (Elemente der Diagonalmatrix $\underline{H}$), dann ist

$$\underline{H}\cdot\underline{\Phi} = \underline{T}\,\underline{\Phi} + \underline{T}_e\, U_1, \qquad (1)$$
$$U_2 = \underline{T}_a\,\underline{\Phi} + T_0\, U_1$$

mit $\underline{\Phi}$ Spaltenvektor der Ausgangspotentiale der Funktionsblocks.

Die Lösung von Gl. (1) lautet in bekannter Weise:

$$T = \frac{U_2}{U_1} = \underline{T}_a\,(\underline{H} - \underline{T})^{-1}\,\underline{T}_e + T_0\,. \qquad (2)$$

Aus Gl. (2) erhält man für die Empfindlichkeit der Übertragungsfunktion gegenüber dem i-ten Funktionsblock

$$S_{H_i}^{T} = \frac{\underline{T}_a\,\underline{B}\,\underline{H}^{(i)}\,\underline{B}\,\underline{T}_e}{T} \qquad (3)$$

mit $\underline{B} = (\underline{H} - \underline{T})^{-1}$, $\underline{H}^{(i)}$ entsteht aus $\underline{H}$, indem alle Elemente außer H_i Null gesetzt werden. Aus Gl. (3) ist erkennbar, daß die Empfindlichkeit wesentlich von der Struktur der Schaltung und von der „Zerlegung" der Übertragungsfunktion, d. h. von der Wahl der Parameter bestimmt wird. Bei der Dimensionierung besteht i. allg. eine Reihe von Freiheitsgraden, die für die Minimierung von Gl. (3) (oder besser $\sum_i |S_{H_i}^{T}|$) genutzt werden. Leider existieren keine Richtlinien zur sinnvollen Festlegung der Freiheitsgrade, so daß ohne Optimierung u. U. schlechtere Empfindlichkeitseigenschaften als bei der Kaskadenschaltung erreicht werden. Um Realisierungsschwierigkeiten zu vermeiden, muß gleichzeitig nach solchen Dimensionierungen gesucht werden, bei denen die Funktionsblockgüten klein bleiben. Um beide Einflüsse bei der Optimierung erfassen zu können, wurde in [4] ein Kriterium vorgeschlagen, das in übersichtlicher Form physikalisch durchschaubare Aussagen ermöglicht.

Dieser Möglichkeit zur Verbesserung der Empfindlichkeitseigenschaften steht bei den MLF-Anordnungen ein vergleichsweise hoher Rechenaufwand bei der Dimensionierung gegenüber. Bevorzugt werden im allgemeinen die FLF- und LF-Struktur (Bild 2).

Während für die erstere feste Algorithmen angegeben werden können [5] [6] [8], ist im anderen Fall für $n > 5$ (n Grad der zu realisierenden Funktion) ein nichtlineares Gleichungssystem zu lösen. Dabei gibt es in Abhängigkeit von den Freiheitsgraden nicht realisierbare Lösungen, und für bestimmte Parameterkombinationen existieren überhaupt keine Lösungen. Da diese Fälle nicht von vornherein ausgeschlossen werden können, ergibt sich eine zeitaufwendige Berechnungsarbeit. (Für symmetrische Bandpässe gibt es bei gewissen Einschränkungen Rechenerleichterungen [9].) Im folgenden wird an Hand eines T_1-Tiefpasses 9. Grades ($A_{max} = 1{,}25$ dB) gezeigt, daß es möglich ist, durch die Verwendung von Mischstrukturen den Rechenaufwand stark zu reduzieren und gleichzeitig für die Praxis ausreichende Schaltungsparameter zu erhalten.

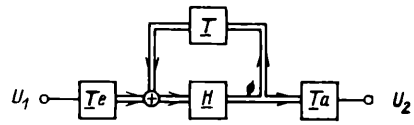


Bild 1
Allgemeine MLF-Schaltung

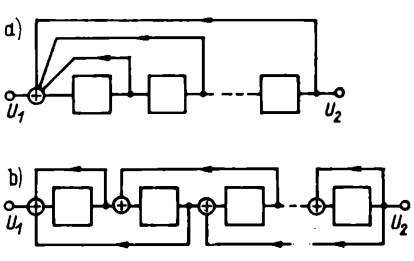


Bild 2
a) FLF-Struktur
b) LF-Struktur

2: Dimensionierung eines Tiefpasses 9. Grades

Der zu berechnende Tießpaß (TP) hat folgende Poldaten:

p_1: $\sigma_1 = 0{,}147$ — p_4: $\omega_{04} = 0{,}878$, $Q_4 = 5{,}98$
p_2: $\omega_{02} = 0{,}372$, $Q_2 = 1{,}35$ — p_5: $\omega_{05} = 0{,}996$, $Q_5 = 19{,}52$
p_3: $\omega_{03} = 0{,}639$, $Q_3 = 2{,}93$.

Gefordert wird eine Schaltung mit Funktionsblockgüten $Q \leqq 6$. Darüber hinaus soll sie überschaubare Abgleichbedingungen bieten.
Die Durchlaßgrenze ist $f_g = 8$ kHz.

2.1. Strukturauswahl und Dimensionierung

Da es zunächst keine allgemeingültige Aussage gibt, welche Struktur auf die beste Lösung führt, wird man sich zunächst auf solche konzentrieren, die mit dem geringsten Rechenaufwand zu dimensionieren sind. Wie in [5] gezeigt wurde, läßt sich nicht nur für die FLF-Struktur sondern auch für einige Varianten ein fester Dimensionierungsalgorithmus angeben. Die LF-Struktur wird aus o.g. Gründen zunächst ausgeschlossen.
Die in Bild 3 gezeigte Struktur stellt erfahrungsgemäß einen guten Kompromiß zwischen Rechenaufwand und Empfindlichkeitseigenschaften dar. Sie wurde für den vorliegenden Fall mit dem in [6] angegebenen Beziehungen dimensioniert (als Hilfsmittel diente der Kleinrechner K 1002). Aus einer Vielzahl von Möglichkeiten wurde unter Berücksichtigung o.g. Realisierungsprobleme die Schaltung mit den besten Erfolgschancen ausgesucht. Für die Funktionsblocks ergaben sich folgende Kennwerte (Bezeichnungen s. Bild 3):

H_1: $\omega_{01} = 0{,}953$, $Q_1 = 6{,}35$ — H_3: $\omega_{03} = 1{,}03$, $Q_3 = 14{,}73$
H_2: $\omega_{02} = 0{,}556$, $Q_2 = 2{,}2$ — H_4: $\omega_{04} = 0{,}43$, $Q_4 = 8{,}65$
H_5: $\omega_{05} = 0{,}1877$.

Dieses Ergebnis kann offenbar nicht befriedigen, da die höchste Funktionsblockgüte nur auf ≈ 15 reduziert werden konnte, die Güte Q_4 das vorgegebene Limit aber gleichzeitig beträchtlich übersteigt. Damit wird eine schon früher gemachte Erfahrung bestätigt, daß mit der FLF-Struktur kein bedeutender Gütegewinn gegenüber der Kaskadenrealisierung erzielt werden kann [7].
Einen Ausweg aus dieser Situation bietet die Struktur nach Bild 4. Das heißt, innerhalb der Schleife soll eine Teilfunktion 5. Grades in LF-Struktur realisiert werden. Für diesen Fall ist die Dimensionierung durch ein lineares Gleichungssystem möglich [6], das im Anhang aufgeführt ist. Zwei Freiheitsgrade führen zu fast beliebig vielen Dimensionierungsvarianten. Aber mit vergleichsweise wenig Versuchen sind die praktikablen Fälle eingegrenzt. Das erreichte endgültige Ergebnis ist:

H_1 und H_2 unverändert;
H_3: $\omega_{03} = 0{,}173$, $Q_3 = 3{,}46$ — H_5: $\omega_{05} = 0{,}122$.
H_4: $\omega_{04} = 1{,}044$, $Q_4 = 3{,}85$

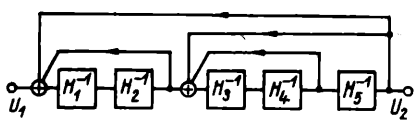


Bild 3
Spezielle MLF-Struktur

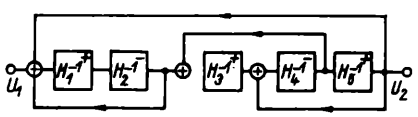


Bild 4
Ausgewählte Struktur

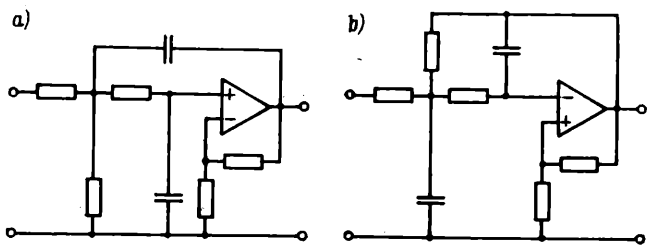


Bild 5. a) Nichtinvertierender, b) invertierender Funktionsblock

Damit wird die gewünschte Gütereduzierung erreicht. Der „Preis" dafür ist die vergleichsweise kleine Polfrequenz ω_{03}, die größere Unterschiede der Bauelementewerte nach sich zieht. Wie die praktische Ausführung dann zeigte, bleiben sie aber in vernünftigen Grenzen.

2.2. Realisierung und Abgleich

Da alle Schleifenverstärkungen negativ sind, werden zur Realisierung invertierende und nichtinvertierende Funktionsblocks benötigt, wie sie Bild 5 zeigt. Wie sie innerhalb der Schaltung angeordnet sind, ist im Bild 4 angedeutet (+ nicht invertierend, − invertierend). Die Dimensionierung der Funktionsblocks wird hier nicht angegeben, dafür gibt es in der Literatur ausreichende Anleitungen [2] [10].
In jedem Funktionsblock sind zwei Abgleichelemente vorgesehen. Während bei den nichtinvertierenden Blocks der Güteabgleich unabhängig vom Frequenzbereich vorgenommen werden kann, ist bei den invertierenden ein wechselseitiger Abgleich erforderlich. Bei niedrigen Frequenzen, kleinen Polgüten und engtolerierten Bauelementen (0,5 %) kann oft der Frequenzabgleich entfallen. Größere Abweichungen sind auf Verstärkereinflüsse zurückzuführen. Im vorliegenden Fall wurde der Operationsverstärker MAA 741 eingesetzt. Er hat ein auf die Grenzfrequenz bezogenes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von 75 bis 100. Das verursacht Frequenzfehler von mehr als 5 %. Sie könnten zwar prinzipiell durch die angegebenen Abgleichelemente ausgeglichen werden; dabei ändern sich allerdings auch andere Funktionsblockparameter (z.B. die Übertragungskonstante) so stark, daß die Dämpfungs- und Phasencharakteristiken der einzelnen Rückkopplungsschleifen erheblich gestört werden.
Aus diesem Grunde ist es erforderlich — im Gegensatz zu der Kaskadentechnik —, die Dimensionierung der Funktionsblocks unter Berücksichtigung der Verstärkereigenschaften vorzunehmen (s. [1] [3]).
Die Bedeutung richtiger Phasenbeziehungen ist offensichtlich, da die Rückkopplungen nur dann die gewünschte Wirkung erzielen, wenn die Überlagerung an den Summenpunkt betrags- und phasenmäßig stimmen. Für den Abgleich hat sich folgender Arbeitsablauf als zweckmäßig erwiesen:

— Berechnung der Übertragungsfunktion der inneren Rückkopplungsschleifen (jeweils über zwei Funktionsblocks)
— sorgfältiger Abgleich der Funktionsblocks ω_0, Q und Übertragungskonstante
— Abgleich der inneren Schleifen anhand der berechneten Charakteristiken
— Schließen aller Schleifen, geringe Korrektur des Abgleichs zur Erzielung der gewünschten Dämpfungscharakteristik, insbesondere im Bereich der Grenzfrequenz.

Ist im letzten Schritt ein bedeutender Nachgleich erforderlich, ist vorher nicht sorgfältig genug gearbeitet worden. Der Abgleich ist dann zu wiederholen.
Das realisierte Filter hält im gesamten Durchlaßbereich die Dämpfungsforderung $A_{max} = 1{,}25$ dB ein. Bei 11,6 kHz (halbe Oktave) wurde eine Dämpfung von ≈ 56 dB gemessen. Das entspricht einem Anstieg von > 96 dB/Okt. Damit konnten alle Dämpfungsforderungen erfüllt werden. Zur Verbesserung der Aussteuerbarkeit wurde eine Dynamikoptimierung vorgenommen (siehe dazu [5]). Der maximale Ausgangspegel beträgt 6 dB.

3. Zusammenfassung

Die Ergebnisse zeigen, daß bei der Realisierung von aktiven *RC*-Filtern in MLF-Technik durch Mischstrukturen ein vernünftiger Kompromiß zwischen Dimensionierungsaufwand und Schaltungseigenschaften gefunden werden kann. Das angegebene Schaltungskonzept ist nicht auf den im Beispiel gewählten Grad und auf Tiefpässe beschränkt.
Herrn Dipl.-Ing. *Sauer* gebührt der Dank für die Ausführung der praktischen Erprobung und zahlreiche Anregungen zur Verfeinerung der Entwurfsstrategie.

Anhang

Dimensionierungsgleichungen für LF-Schaltung 5. Grades (Bild 6):

Zu realisierende Funktion:

$$T(p) = \frac{K}{p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p^1 + a_0}.$$

Mit $H_{1,2} = p^2 + b_{1i} p + b_{0i}$ $(i = 1,2)$, $H_3 = p + b$ und den Bezeichnungen im Bild 6 gilt

$$x_1 = a_4 - b_{11} \qquad b = -(a_0 - x_3 b_{01}) \frac{1}{T_{12}}$$

$$x_2 = a_3 - b_{01} - x_1 b_{11} \qquad b_{12} = x_1 - b$$

$$x_3 = a_2 - x_1 b_{01} - x_2 b_{11} \qquad b_{02} = x_2 - b_{12} b$$

$$T_{12} = -(a_1 - x_2 b_{01} - x_3 b_{11}) \qquad T_{23} = -x_3 + b_{02} b.$$

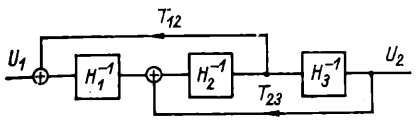


Bild 6
LF-Struktur

In diesem Gleichungssystem sind zwei Größen frei wählbar. Es ist zweckmäßig, b_{11} und b_{01} vorzugeben, d.h., der erste Funktionsblock wird gewählt.
Im Ergebnis der Berechnungen kann der Umstand eintreten, daß eine oder auch beide Schleifen allein instabil sind. Das kann in der Gesamtschaltung zur Schwingneigung führen. Es ist daher zweckmäßig, eine entsprechende rechnerische Überprüfung vorzunehmen und gegebenenfalls einen anderen Parametersatz zu wählen.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9077

Literatur

[1] *Krüger, K.-E.:* Zur Realisierung hochselektiver Netzwerke in aktiver RC-Kaskadentechnik. Dissertation A, Dresden, HfV, 1972
[2] *Herpy, M.:* Analoge integrierte Schaltungen. Budapest, Akademiai Kiado, 1979
[3] *Schubert, E.:* Mehrfach rückgekoppelte aktive RC-Schaltungen mit frequenztransformierenden Funktionsblöcken 2. Grades mit realen Operationsverstärkern. Dissertation A, Dresden, HfV, 1979
[4] *Müller, E.:* Ein Verfahren zur Optimierung aktiver RC-Filter mit „Leap-Frog"-Struktur. AEÜ 33 (1979) 11, S. 432–437
[5] *Krüger, K.-E.:* Entwurf von MLF-Schaltungen mit Hilfe der Matrix-Erweiterung. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 2, S. 63–69
[6] *Krüger, K.-E.:* Methoden der Strukturauswahl und Dimensionierung von analogen aktiven *RC*-Schaltungen. Dissertation B, Dresden, HfV, Fakultät für Technik und Naturwissenschaften
[7] *Berthold, S.:* Entwurf und Vergleich verschiedener MLF-Strukturen eines WT-Bandpasses. Dresden, HfV, Diplomarbeit 1979
[8] *Gensel, J.:* Entwurf von *RC*-aktiven FLF-Filtern. Nachrichtentech., Elektron. 27 (1977) 5, S. 200–203
[9] *Krüger, K.-E.:* Entwurf analoger, mehrfach rückgekoppelter aktiver RC-Netzwerke. Nachrichtentech., Elektron. 27 (1977) 5, S. 197–199
[10] *Fritzsche, G.; Seidel, V.:* Aktive RC-Schaltungen in der Elektronik. Berlin: VEB Verlag Technik, 1981

Dr. sc. techn. *Klaus-Eberhard Krüger,* Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, 8010 Dresden, Friedrich-List-Platz 1

Rauscheigenschaften von SC-Teilschaltungen

B. Mossner; K. Sauer, Dresden

Mitteilung aus der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Technische Verkehrskybernetik und dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin

Deskriptoren: SC-Integratorfilter, analoge Abtastsysteme, Rauschverhalten, Abtastrauschen

Für den Einsatz von Filtern mit geschalteten Kondensatoren (SCF) in der Nachrichten- und Meßtechnik sind Kenntnisse über Rauschvorgänge innerhalb dieser Schaltungen unerläßlich, um Ansatzpunkte für eine rauschgünstige Gestaltung finden zu können.
Auf Grund der Operation „Abtastung" unterscheidet sich das Rauschverhalten der SCF wesentlich von dem der zugehörigen analogen Bezugssysteme (Bild 2). Der Abtastung im Zeitbereich entspricht die Periodifizierung im Frequenzbereich, wodurch höherfrequente Rauschanteile in das Nyquistintervall ($0 < f < f_c/2$) (f Frequenz, f_c Taktfrequenz) transformiert werden. Dadurch tritt zusätzlich zu den im Aufsatz untersuchten Rauschkomponenten eine Pegelerhöhung auf, die aber nicht vordergründig Gegenstand dieses Beitrages ist.
Für analoge Abtastsysteme bzw. SCF sind von ihrer Herkunft unterschiedliche Rauschbestandteile zu berücksichtigen. Die von den inneren Rauschquellen (Eigenrauschen der Operationsverstärker und Kanalwiderstand der MOS-Schalttransistoren) am Ausgang einer SC-Baugruppe verursachte Rauschkomponente wird als Eigenrauschen bezeichnet. Dagegen rührt das am Ausgang vorhandene Fremdrauschen von externen, am Baugruppeneingang liegenden Rauschquellen her.
Weiter ist zeitkontinuierliches Rauschen (Momentanrauschen, Typ I), das auf elektrische Schwankungsvorgänge während des Abfrageintervalls des Ausgangs zurückzuführen ist, vom abgetasteten Rauschen (Abtastrauschen, Typ II) zu unterscheiden. Das Abtastrauschen wird durch Rauschvorgänge zeitlich vor dem Abfrageintervall verursacht, deren Abtastwerte im Abfragezeitraum keine Änderung haben [1].
Im vorliegenden Beitrag wird das Eigenrauschen von SC-Integratoren betrachtet, und die gewonnenen Resultate werden mit denen experimenteller Untersuchungen verglichen. Angestrebt wird die möglichst durchgängige Arbeit im Frequenzbereich, um zu ingenieurmäßig überschaubaren Darstellungen zu gelangen.

1. Ermittlung der Rauschausgangsspektren

In zeitkontinuierlichen Systemen ergibt sich die stationäre spektrale Ausgangsleistungsdichte $S_a(\omega)$ bei Beaufschlagung des Eingangs mit dem Leistungsdichtespektrum $S_e(\omega)$ entsprechend

$$S_a(\omega) = |T(j\omega)|^2 \cdot S_e(\omega). \qquad (1)$$

Ist $S_{ei}(\omega)$ die Eingangsleistungsdichte einer Rauschquelle i und $T_i(j\omega)$ deren Teilübertragungsfunktion zum Baugruppenausgang, resultiert aus Gl. (1) der zugehörige Beitrag $S_{ai}(\omega)$, $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz zum Ausgangssignal. Für die Berechnung des Momentanrauschens (I) in analogen Abtastsystemen gilt während der Abfragezeit der betrachteten Baugruppe (Intervall τ_e in Bild 2a) Gl. (1). Im allgemeinen erfährt das Momentanrauschen am Eingang der folgenden Baugruppe eine Austastung (Signalform Bild 2b), d.h. dann ist die Betrachtung nur im Abfrageintervall nicht mehr ausreichend. Die dadurch in das Nyquistintervall transformierten höherfrequenten Rauschanteile werden im Abschn. 3 abgeschätzt. Die Rausch-

komponente nach Gl. (1), multipliziert mit dem zugehörigen Tastverhältnis $v = \tau'/T_c$ (τ' Tastzeit, $T_c = 1/f_c$ Taktperiode), was einer zeitlichen Mittelwertbildung entspricht [2], ist somit eine erste Näherung.
Entsprechend Gl. (1) gilt für periodisch stationäre Abtastsysteme

$$S_a(\omega) = |H(z = \exp j\,\omega\,T_c)|^2 \cdot S_e(\omega), \tag{2}$$

wobei $H(z)$ die z-Übertragungs- bzw. Teilübertragungsfunktion repräsentiert [3]. Ist $S_{ej}(\omega)$ das Leistungsspektrum eines abgetasteten Rauschsignals, gewinnt man mit Gl. (2) das Teilausgangsspektrum $S_{aj}(\omega)$ des Abtastrauschens.
Da in SC-Teilschaltungen die einzelnen Rauschquellen nicht miteinander korreliert sind, erhält man das Gesamtleistungsspektrum am Ausgang durch Summierung aller Komponenten vom Typ (I) und (II):

$$S_a(\omega) = \sum_i S_{ai}^{(I)}(\omega) + \sum_j S_{aj}^{(II)}(\omega). \tag{3}$$

Verfahren zur Ermittlung der Teilübertragungsfunktionen sind hinreichend bekannt, deshalb wird die Entstehung der Teileingangsspektren an der Elementaranordnung eines geschalteten Kondensators (SC) betrachtet, auf die sich alle anderen SC-Anordnungen zurückführen lassen.

1.1. Rauschen der MOS-Schalttransistoren

Die Elementaranordnung nach Bild 1 enthält das Rauschersatzbild des MOS-Schalttransistors. In dessen Ein-Zustand wirkt die Rauschquelle $S_{Tr}(\omega)$, die in erster Näherung als weißes Rauschen

$$S_{Tr}(\omega) = 2 \cdot k\,T\,R_{eq} \tag{4}$$

beschrieben werden kann (k Boltzmannkonstante, T absolute Temperatur, R_{eq} äquivalenter Rauschwiderstand des Transistors). Die Rauschanteile im Aus-Zustand sind vernachlässigbar, da sie wegen des sehr hohen Aus-Widerstandes des Transistors bei Frequenzen unterhalb 1 Hz liegen. Bild 2 zeigt Taktspannungen a) sowie schematisierte Rauschspannungsverläufe an den Knoten 1 b) und 2 c) der SC-Elementaranordnungen.
Momentanrauschen I, herrührend von der gegebenen Elementaranordnung (Bild 1, Transistor 2), kann im Intervall τ_e am Baugruppenausgang erscheinen, falls dieser durch zeitkontinuierliche Elemente und/oder durch e-Schalter mit Knoten 2 verbunden ist. Ist beispielsweise Knoten 2 der Ausgang, abgeschlossen durch einen zusätzlichen Kondensator C gegen Masse, so gilt mit Gl. (1)

$$S_{aI}(\omega) = S_{Tr}(\omega) \cdot |T(j\,\omega)|^2 \cdot v \tag{5}$$

$$S_{aI}(\omega) = 2\,k\,T R_{eq} \cdot \left(\frac{C_x}{C}\right)^2 \cdot \frac{1}{(1 + C_x/C)^2 + (\omega\,C_x\,R_{on})^2} \cdot v\,,$$

wobei

$$T(j\,\omega) = \frac{U_z}{U_x} = \frac{c_x}{C + C_x + j\,\omega\,C\,C_x\,R_{on}}.$$

Tatsächlich aber findet am Knoten 2 die Überlagerung von Momentan- und Abtastrauschen statt, wie der Vergleich der Bilder 2 c und d) verdeutlicht.
Abtastrauschen (II) entsteht allgemein durch Entnahme einer Probe aus einem Rauschsignal sowie Speicherung und anschließende Austastung derselben. Im Beispiel wird ein Wert des Rauschsignals von Transistor 1 am Ende des Intervalls τ_0 auf dem Kondensator C_x gespeichert. Während Schalter 2 schließt, wird diese Probe als Impuls der Breite τ_e — überlagert mit dem Momentanrauschen — zum Knoten 2 weitergeleitet.
Das am Knoten 1 entstandene Abtastspektrum $S_{Ta}(\omega)$ ist nach Gl. (2) mit dem Betragsquadrat der z-Übertragungsfunktion zwischen Knoten 1 und dem Baugruppenausgang zu verknüpfen. Das Spektrum $S_{Ta}(\omega)$ ist die Fouriertransformierte der Autokorrelationsfunktion (AKF) $\varphi_{Ta}(\tau)$, die zu den im Bild 2 e) dargestellten Rechteckimpulsen gehört. Maßgebend für die Form des Abtastspektrums ist also die Zeitdauer (hier τ_e), während der das gespeicherte Signal ausgetastet und weitergleitet wird. Für die AKF gilt

$$\varphi_{Ta}(\tau) = \frac{1}{T_c}\int_0^{T_c} r_{II}(t)\,r_{II}(t+\tau)\,dt\,. \tag{6}$$

Berücksichtigt man das Effektivwertquadrat des mit C_x und R_{on} („Ein"-Bahnwiderstand) tiefpaßgefilterten Rauschens

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_r(\omega)\,d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{2\,k\,T\,R_{eq}}{1 + (\omega\,C_x\,R_{on})^2}\,d\omega$$

$$= \frac{k\,T}{C_x}\,\frac{R_{eq}}{R_{on}} \tag{7}$$

so folgt

$$\varphi_{Ta}(\tau) = \frac{k\,T}{C_x}\,\frac{R_{eq}}{R_{on}} \cdot \frac{1}{T_c}\int_{t_0}^{t_0 + v\,T_c - \tau} dt = \frac{k\,T}{C_x}\,\frac{R_{eq}}{R_{on}}\,v\left(1 - \frac{|\tau|}{v\,T_c}\right) \tag{8}$$

für $|\tau| < v\,T_c = \tau'$, sonst $\varphi_{Ta}(\tau) = 0$. Somit wird

$$S_{Ta}(f) = F[\varphi_{Ta}(\tau)] = \frac{k\,T}{C_x}\,\frac{R_{eq}}{R_{on}}\,\frac{v^2}{f_c}\,S_i^2\left(\frac{v\,\pi f}{f_c}\right) = S_{Ta}(f, C_x) \tag{9}$$

wobei $\mathrm{Si}\,x = (\sin x)/x$. Mit $S_{Ta}(\omega)$ im Abtastbetrieb, ist die weitere Verarbeitung mit z-Teilübertragungsfunktionen unproblematisch, wobei in Gl. (2) $S_e(\omega) = S_{Ta}(\omega)$ zu setzen ist.

1.2. Rauschen der Operationsverstärker

Wegen des sehr hohen Eingangswiderstandes von MOS-Operationsverstärkern (OV) ist es ausreichend, das OV-Rauschen durch eine Rauschspannungsquelle der Leistungsdichte

$$S_{OV}(\omega) = 2\,k\,T\,R_{OV} \tag{4a}$$

zu modellieren (Bild 3), R_{OV} ist der äquivalente Rauschwiderstand des OV.

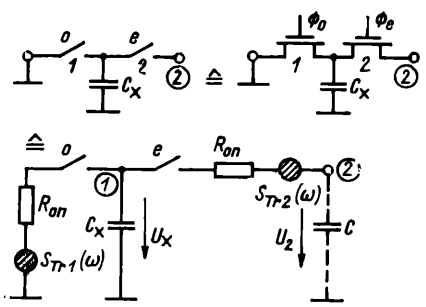


Bild 1
Rauschersatzschaltung der SC-Elementaranordnung

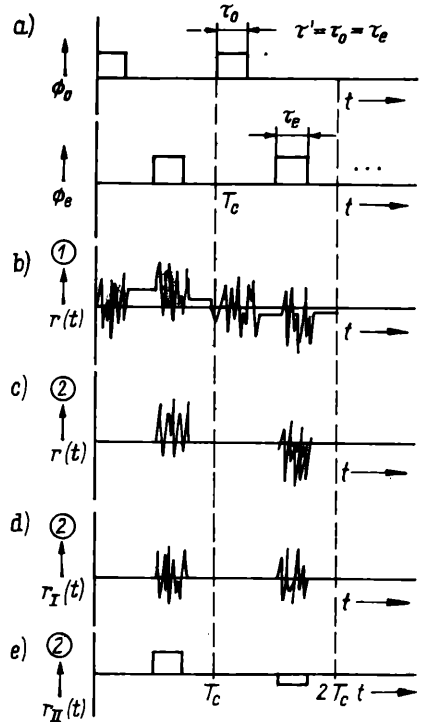


Bild 2
Spannungsverläufe der Ersatzschaltung

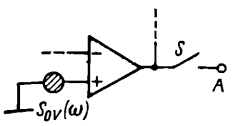


Bild 3. OV in SC-Teilschaltungen

In den betrachteten SC-Teilschaltungen ist der OV-Ausgang direkt bzw. über einen Schalter S mit dem Baugruppenausgang verbunden. Deshalb entsteht durch den OV stets ein Momentanrauschbeitrag, dessen Leistungsdichte nach Gl. (5) berechnet wird [$S_{\mathrm{Tr}}(\omega)$ durch $S_{\mathrm{OV}}(\omega)$ ersetzen].
Im folgenden werden die allgemeinen Formeln für alle praktisch bedeutsamen SC-Integratoren ausgewertet.

2. Rauschkomponenten von SC-Integratoren

Tafel 1 enthält die Zusammenstellung der von verschiedenen unkorrelierten Rauschquellen verursachten Rauschbeiträge für zwei verlustlose (NI, PI) und zwei verlustbehaftete (VNI, VPI) SC-Integratoren sowie die zur Herleitung notwendigen Teilübertragungsfunktionen. Zwei gleichzeitig eingeschaltete, in Reihe liegende Schalttransistoren (gleiche Indizes) führen zu einer gemeinsamen Rauschkomponente, die sich im Fall des Abtastrauschens wegen Gl. (7) nicht von dem Beitrag eines einzelnen Transistors unterscheidet.

Gleichung (3) gilt in der Form

$$S_{\mathrm{a}}(f) = \sum_{i=1}^{n} S_{\mathrm{ai}}(f), \tag{3a}$$

n Zahl der Rauschkomponenten.

Am Beispiel des Positivintegrators (PI) wird das Vorgehen erläutert. Der gegebenen Schaltung (Zeile 2 in Tafel 1) entnimmt man, daß die beiden Rauschquellen 1 reines Abtastrauschen (II) verursachen — sie entsprechen Transistor 1 in Bild 1. Deshalb ist in Gl. (2) für $S_{\mathrm{e}}(\omega)$ das Spektrum $S_{\mathrm{Ta}}(\omega)$ nach Gl. (9) einzusetzen. Die Teilübertragungsfunktion $H_1(z)$ ist mit der Übertragungsfunktion des PI identisch.
Weiter ist

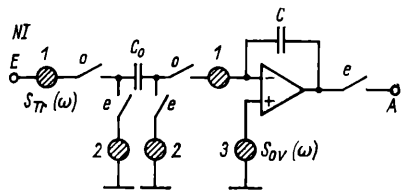
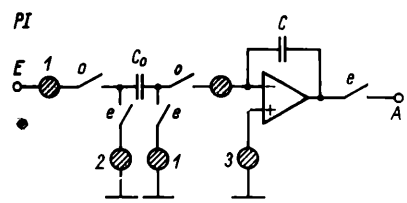
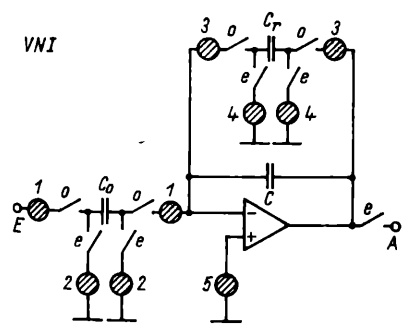
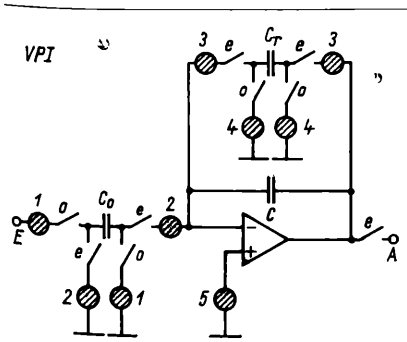
$$|H_1(z=\exp \mathrm{j}\,2\pi f/f_c)|^2 = \left(\frac{C_0}{C}\right)^2 \cdot \frac{1}{(1-\cos 2\pi f/f_c)^2 + \sin^2 2\pi f/f_c}.$$

Damit wird

$$S_{\mathrm{a}1}(f) = S_{\mathrm{Ta}}(f, C_0) \cdot |H_1(z=\exp \mathrm{j}\,2\pi f/f_c)|^2$$
$$= \frac{kT}{C_0}\frac{R_{\mathrm{eq}}}{R_{\mathrm{on}} f_c} v^2 \left(\frac{C_0}{C}\right)^2 \cdot \frac{0{,}5}{1-\cos 2\pi f/f_c} Si^2(v\pi f/f_c). \tag{10}$$

Im Intervall τ_{e} sind die beiden Quellen 2 direkt mit dem Ausgang verbunden und erzeugen Momentanrauschen. Die Teil-

Tafel 1. Eigenrauschen von SC-Integratoren

Schaltung	Teilübertragungsfunktionen	Teilrauschausgangsspektren (Typ I Momentanrauschen, II Abtastrauschen)
NI 	$H_0(z) = \frac{C_0}{C}\frac{1}{1-z^{-1}}$ $H_1(z) = -z^{-1/2}H_0(z)$ $H_2(z) = \pm z^{-1}H_0(z)$ $T_3(\mathrm{j}\omega) = 1$	$S_{\mathrm{A}}(f, C_x) = \frac{kT}{C_x}\frac{R_{\mathrm{eq}}}{R_{\mathrm{on}} f_c} v^2 \mathrm{si}^2\left(\frac{v\pi f}{f_c}\right)\left(\frac{C_x}{C}\right)^2 \frac{1}{2(1-\cos 2\pi f/f_c)}$. $S_{\mathrm{a}1}(f) = S_{\mathrm{a}2}(f) = S_{\mathrm{A}}(f, C_0)$ (II) $S_{\mathrm{a}3}(f) = 2kTR_{\mathrm{ov}}v$ (I) $v = \frac{\tau_e}{T_c} = \frac{\tau_0}{T_c}$
PI 	$H_1(z) = z^{-1/2}H_0(z)$ $H_2(z) = \pm t z^{-1}H_0(z)$ $T_2(\mathrm{j}\omega) = \frac{C_0}{C}\frac{-1}{C_0/C + \mathrm{j}\omega C_0 2R_{\mathrm{on}}}$ $T_3(\mathrm{j}\omega) = \frac{1 + C_0/C + \mathrm{j}\omega C_0 2R_{\mathrm{on}}}{1 + \mathrm{j}\omega C_0 2R_{\mathrm{on}}}$	$S_{\mathrm{a}1}(f) = S_{\mathrm{A}}(f, C_0)$ (II) $S_{\mathrm{a}2}(f) = \left(\frac{C_0}{C}\right)^2 \frac{4kTR_{\mathrm{eq}}}{1+(2f/f_{\mathrm{on}})^2} v + S_{\mathrm{A}}(f, C_0)$ (I) (II) $f_{\mathrm{a}1} = \frac{1}{2\pi C_0 R_{\mathrm{on}}}$ $S_{\mathrm{a}3}(f) = 2kTR_{\mathrm{ov}}\left[1 + \frac{C_0}{C}\frac{2 + C_0/C}{1+(2f/f_{\mathrm{on}})^2}\right]v$ (I)
VNI 	$H_r(z) = \frac{C_r}{C}\frac{1}{1 - z^{-1} + C_r/C}$ $H_1(z) = -\frac{C_0}{C_r} z^{-1/2} H_r(z)$ $H_2(z) = \pm \frac{C_0}{C_r} z^{-1} H_r(z)$ $H_3(z) = \pm z^{-1/2} H_r(z)$ $H_4(z) = \pm z^{-1} H_r(z)$ $T_5(\mathrm{j}\omega) = 1$	$S_{\mathrm{AV}}(f, C_x) = \frac{kT}{C_x}\frac{R_{\mathrm{eq}}}{R_{\mathrm{on}} f_c} v^2 \mathrm{si}^2$ $\times \left(\frac{v\pi f}{f_c}\right)\left(\frac{C_x}{C}\right)^2 \frac{1}{\left(\frac{C_r}{C}\right)^2 + 2\left(1+\frac{C_r}{C}\right)\left(1-\cos\frac{2\pi f}{f_c}\right)}$ $S_{\mathrm{a}1}(f) = S_{\mathrm{a}2}(f) = S_{\mathrm{AV}}(f, C_0)$ (II) $S_{\mathrm{a}3}(f) = S_{\mathrm{a}4}(f) = S_{\mathrm{AV}}(f, C_r)$ (II) $S_{\mathrm{a}5}(f) = 2kTR_{\mathrm{ov}}v$ (I)
VPI 	$H_1(z) = \frac{C_0}{C_r} z^{-1/2} H_r(z)$ $H_2(z) = \pm \frac{C_0}{C_r} H_r(z)$ $T_2(\mathrm{j}\omega) = \frac{C_r}{C}\frac{-1}{1 + C_r/C + \mathrm{j}\omega C_r 2R_{\mathrm{on}}}$ [1] $H_3(z) = \pm H_r(z)$ $H_4(z) = \pm z^{-1/2} H_r(z)$ $T_5(\mathrm{j}\omega) = \frac{C_r}{C}\frac{1}{1 + C_r/C + \mathrm{j}\omega C_r 2R_{\mathrm{on}}}$ [1] $T_5(\mathrm{j}\omega) = \frac{1 + 2C_r/C + \mathrm{j}\omega C_r 2R_{\mathrm{on}}}{1 + C_r/C + \mathrm{j}\omega C_r 2R_{\mathrm{on}}}$	$S_{\mathrm{a}1}(f) = S_{\mathrm{AV}}(f, C_0)$ $S_{\mathrm{a}2}(f) = \left(\frac{C_r}{C}\right)^2 \frac{4kTR_{\mathrm{eq}}}{(1+C_r/C)^2 + (2f/f_{\mathrm{on}})^2} v$ [1] $+ S_{\mathrm{AV}}(f, C_0)$ (I) (II) $S_{\mathrm{a}3}(f) = \left(\frac{C_r}{C}\right)^2 \frac{4kTR_{\mathrm{eq}}}{(1+C_r/C)^2 + (2f/f_{\mathrm{on}})^2} v$ [1] $+ S_{\mathrm{AV}}(f, C_r)$ (I) (II) $S_{\mathrm{a}4}(f) = S_{\mathrm{AV}}(f, C_r)$ (II) $f_{\mathrm{on}} = \frac{1}{2\pi C_r R_{\mathrm{on}}}$ $S_{\mathrm{a}5}(f) = 2kTR_{\mathrm{ov}}\left[1 + \frac{C_r}{C}\frac{2 + 3C_r/C}{(1+C_r/C)^2 + (2f/f_{\mathrm{on}})^2}\right]v$ [1] (I)

[1]) Um übersichtliche Ausdrücke zu erhalten, wird $C_0 = Cr$ gesetzt, was praktischen Verhältnissen nahe kommt

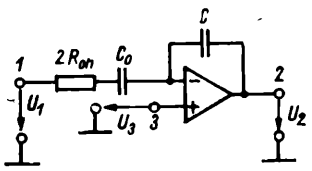


Bild 4. Analoges Ersatznetzwerk des PI

übertragungsfunktion des zugehörigen analogen Ersatznetzwerkes (Bild 4, Klemme 3 auf Masse) lautet:

$$T_2(\mathrm{j}\,\omega) = U_2/U_1 = \frac{C_0}{C} \cdot \frac{1}{C_0/C + \mathrm{j}\,\omega\, C_0\, 2\, R_{on}} .$$

Mit Gl. (5) ergibt sich die Komponente

$$S_{a\,2\,I}(f) = \left(\frac{C_0}{C}\right)^2 \cdot \frac{k\,T\,2\,R_{eq}}{(2\,\pi f C_0\, 2\, R_{on})^2 + 1} \cdot v .$$

Nach Öffnen der e-Schalter ist eine Probe dieses Rauschens auf dem Kondensator C gespeichert; da dieser eine Anfangsspannung von der vorigen Taktperiode besaß, wird die Übertragungsfunktion

$$H_T(z) = \pm\, z^{-1}/(1 - z^{-1}) \qquad (11)$$

eines Abtastintegrators wirksam. Das durch Austastung des auf C gespeicherten Wertes entstehende Spektrum ist

$$S_T(f) = S_{Ta}(f, C_0) \cdot \left(\frac{C_0}{C}\right)^2 . \qquad (12)$$

Entsprechend Gl. (2) gewinnt man aus den Gln. (11) und (12) $S_{a\,2\,II}(f)$, die Summe

$$S_{a2}(f) = S_{a\,2\,I}(f) + S_{a\,2\,II}(f) \qquad (13)$$

enthält Tafel 1.

Der Operationsverstärker — Quelle 3 — verursacht eine Rauschkomponente vom Typ I. Das Momentanrauschen entsteht während des Intervalls τ_e. Aus dem entsprechenden analogen Ersatznetzwerk (Bild 4, Klemme 1 auf Masse) ergibt sich die Übertragungsfunktion $T_3(\mathrm{j}\,\omega) = U_2/U_3$ (Tafel 1).

Somit wird

$$S_{a\,3}(f) = 2\,k\,T\,R_{OV} \cdot |T_3(\mathrm{j}f)|^2 \cdot v. \qquad (14)$$

Das Resultat zeigt Tafel 1.

Entsprechend wurden die dargestellten Rauschkomponenten der übrigen SC-Integratoren ermittelt, die sich auf wenige Grundverläufe [z. B. $S_A(f)$, $S_{AV}(f)$] reduzieren lassen.

Sie werden im folgenden Abschnitt grafisch ausgewertet.

3. Experimentelle Ergebnisse

Zur Stützung der ermittelten theoretischen Ergebnisse wurden ein NI und ein VNI realisiert und sowohl hinsichtlich der Einzelrauschkomponenten als auch hinsichtlich des Gesamtrauschens meßtechnisch untersucht.

Als aktive Elemente wurden der Schaltkreis HEF 4016 (CMOS-Transmission-Gate) zur Realisierung der Schalter und der BiFET-OV LF 356 verwendet. Der Dimensionierung liegen folgende Werte zugrunde (Bauelementebezeichnungen entsprechend Tafel 1):

$C = 844$ pF, $C_0 = 76$ pF, $C_r = 40$ pF.

Der Durchlaßwiderstand (R_{on}) der Schalter betrug bei 9,5 V Taktspannung 173 Ω.

Alle Messungen wurden auf eine logarithmische Darstellung der Rauschspannung in dB bezogen auf 0,775 V bzw. auf die extern eingespeiste Rauschspannung bei 100 Hz absoluter Bandbreite umgerechnet.

Zur Bestimmung der Einzelrauschkomponenten wurden spezielle Anteile des Gesamtspektrums ($S_{a\,1}$, $S_{a\,2}$) durch die zusätzliche Einspeisung von weißem Rauschen, daß um Größenordnungen über dem Eigenrauschen liegt, aus dem Eigenrauschspektrum herausgehoben.

Die Bilder 5a) und 5b) zeigen die Verläufe für NI und VNI, bezogen auf die Größe des eingespeisten Spektrums. Die Taktfrequenz wurde auf 8 kHz festgelegt, um den Einfluß höherer Spektralanteile meßtechnisch mit zu erfassen. Das Tastverhältnis betrug $v = 1/4$. Bild 5a zeigt die Zusammenhänge für den NI.

Bemerkenswert ist die gute Übereinstimmung berechneter und gemessener Spektren. Das gleiche Resultat bringt die meßtechnische Auswertung ausgewählter Einzelspektren des VNI (Bild 5b).

Für weitere Betrachtungen soll das gesamte Eigenrauschen des VNI erfaßt und verglichen werden. Dazu ist die Einbeziehung der realen Rauschursachen (rauschender MOS-Transistor, rauschender OV) unbedingt notwendig. Bild 6 zeigt den typischen Verlauf der Rauschspannung, gemittelt von 5 OV bzw. 4 Schaltern und angepaßt an die für das $1/f$-Verhalten mögliche Darstellung:

$$S = S_0\,[1 + (f_{gr}/|f|)], \qquad (15)$$

f_{gr} Grenzfrequenz des 1/f-Rauschens.

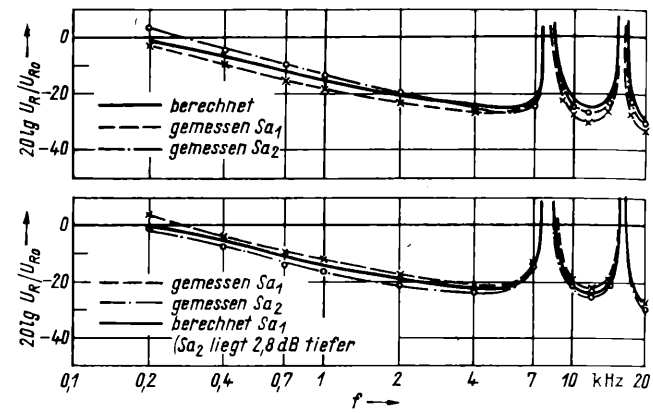


Bild 5. Grundverläufe des Abtastrauschens
a) $S_{a\,1}(f)$, $S_{a\,2}(f)$ des NI
b) $S_{a\,1}(f)$, $S_{a\,2}(f)$ des VNI

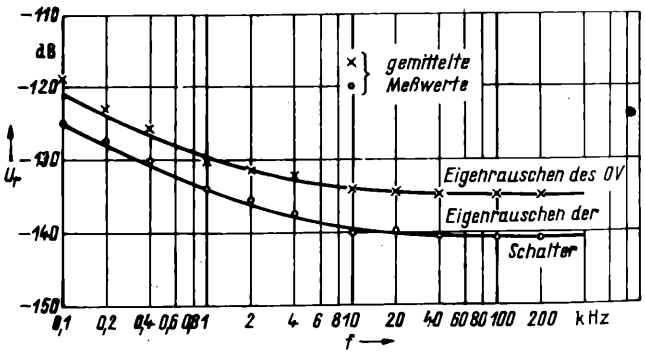


Bild 6. Rauschverhalten der aktiven Elemente

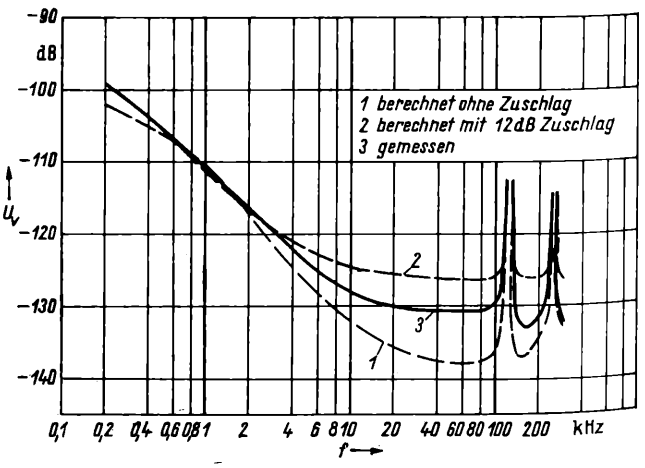


Bild 7. Gesamteigenrauschen des VNI

Damit ergeben sich folgende typische Werte für den Verstärker:

$\sqrt{S_0} = 18{,}3\ \mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$ entsprechend $R_{\mathrm{OV}} = 23{,}5\ \mathrm{k\Omega}$, $f_{\mathrm{gr}} = 2{,}5\ \mathrm{kHz}$

und für die Schalter

$\sqrt{S_0} = 6{,}9\ \mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$ entsprechend $R_{\mathrm{eq}} = 5{,}9\ \mathrm{k\Omega}$, $f_{\mathrm{gr}} = 4\ \mathrm{kHz}$.

Bild 7 zeigt die Rauschcharakteristik des VNI. Im Bereich tiefer Frequenzen (Durchlaßbereich) stimmen gemessene und berechnete Kurve ($1/f$-Anteil wurde zugesetzt) gut überein.
Im Sperrbereich ergeben sich deutliche Abweichungen derart, daß der gemessene Verlauf zwischen zwei berechneten liegt, die wie folgt zu interpretieren sind.
Kurve 1 folgt aus der formalen Anwendung der Gleichungen in Tafel 1. Dabei bleibt völlig unberücksichtigt, daß infolge der Austastung des Analogspektrums des OV, dessen Komponenten im Sperrbereich überwiegen, ein „Herunterfalten" höherer Spektralanteile erfolgt.
Betrachtet man ein determiniertes breitbandiges Signal, das so abgetastet wird, daß das Abtasttheorem verletzt wird, so ergibt sich für die spektrale Leistungsdichte des daraus folgenden Signals ein in seiner absoluten Größe zwar von der Grenzfrequenz dieses Signals beeinflußten, aber in seinem charakteristischen Verhalten frequenzunabhängiger Zuschlag. Umgerechnet in die hier verwendete Darstellung heißt das, daß die Spannung um max. $\Delta U = \mathrm{ld}\, v \cdot 6\ \mathrm{dB}$ steigt. Diese Eigenschaft auf das dargestellte Problem bei stochastischer Erregung erweitert, läßt den Schluß zu, daß in diesem Fall ebenso (natürlich abhängig vom Verhältnis der Rauschbandbreite zur Taktfrequenz) mit einem max. Zuschlag in gleicher Größenordnung bei den abgetasteten Analogkomponenten zu rechnen ist.
Die Gleichungen in Tafel 1 unter Berücksichtigung eines max. Zuschlages von 12 dB auf die Anteile des Typs I (bei $v = 1/4$) angewandt, ergibt den Verlauf entsprechend Kurve 2.
Der gemessene Verlauf (Kurve 3) fügt sich im Sperrbereich, wie zu erwarten war, in den Streubereich zwischen Kurve 1 und 2 ein.
Abschließend sollen noch einige Gedanken zur rauschgünstigen Gestaltung von SC-Filtern beschrieben werden. Im wesentlichen lassen sich, wie auch in [2] dargestellt, die Rauscheigenschaften minimieren, indem das Kapazitätsniveau der Schaltung angehoben wird.
Einen weiteren Effekt erreicht man durch die Erhöhung der Taktfrequenz, da durch diese Maßnahme 3 Einflüsse geltend gemacht werden:

a) direkter Einfluß von f_c auf $S_{a\nu}$; b) Erhöhung der Kapazitätsspreizung und damit Verkleinerung von C_x/C; c) Verringerung des Einflusses höherer Spektralanteile.

Eine geringe Verbesserung im Übergangs- und Sperrgebiet kann in einer komplexeren Schaltung durch das Vermeiden analoger Signalpfade erreicht werden.
Nicht unerwähnt bleiben soll aber dabei, daß die ersten beiden Methoden technologisch bedingte Grenzen haben, wohingegen die dritte Möglichkeit oftmals den Entwurfsregeln für eine dämpfungsfehlerminimale SC-Anordnung widerspricht.

4. Zusammenfassung

Für SC-Integratoren wurde der Zusammenhang zwischen den Rauschursachen und den Leistungsdichtespektren am Ausgang der Schaltungen unter Verwendung der jeweils spezifischen Übertragungsfunktionen dargestellt. Das Ausgangsrauschspektrum kann in 2 Komponenten (Abtastrauschen — Typ II — und Momentanrauschen — Typ I —) unterteilt werden, wobei die erste Komponente ausschließlich von den Schaltern herrührt, die zweite Komponente ihre Quelle sowohl in den Schaltern (in Abhängigkeit von der Schaltungsstruktur) als auch im Verstärker hat. Der Zusammenhang zwischen diesen Komponenten wird für die typischen Integratorstrukturen überblicksmäßig zusammengestellt.
Die experimentellen Ergebnisse bestätigen die theoretischen Zusammenhänge mit ausreichender Genauigkeit. Das Momentanrauschen wird durch die Austastung am Ausgang der Integratoren mit zusätzlichen Anteilen beaufschlagt, für die eine Maximumabschätzung gegeben wird. Es werden Schlußfolgerungen für einen rauschminimalen Entwurf entwickelt.
Besonderer Dank gilt Herrn *Mathias Sändig* von der Hochschule für Verkehrswesen Dresden für die sorgfältige und gewissenhafte Ausführung der experimentellen Untersuchungen.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9078

Literatur

[1] *Unger, H.:* Zur Berechnung der Rauscheigenschaften von Operationsverstärkerschaltungen für analoge Abtastfilter. Z. elektr. Inform.- u. Energiet., Leipzig 9 (1979) 5, S. 385–405
[2] *Furrer, B.; Guggenbühl, W.:* Noise Analysis of Sampled – Data Circuits. AEÜ 35 (1981) 11, S. 426–430
[3] *Cypkin, J. Z.:* Theorie der linearen Impulssysteme. Berlin: VEB Verlag Technik 1967

Dipl.-Ing. *Bernhard Mossner*, VEB ZFT Mikroelektronik, 8080 Dresden, Karl-Marx-Straße
Dipl.-Ing. *Karlheinz Sauer*, Institut für Nachrichtentechnik Berlin, 1160 Berlin, Edisonstraße 63

Anwenderorientierte Optimierung von Filtern mit geschalteten Kondensatoren

J. Lippmann, KDT; K. Sauer, Dresden

Mitteilung aus der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Technische Verkehrskybernetik und dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin

Diskriptoren: SC-Filter, rechnergestützter Entwurf, AC-Analyse, Parameterempfindlichkeit, PCM-Filter, iterative Optimierung, Zielfunktion

1. Problemstellung und Aufgaben beim Entwurf von SC-Filtern

Der Entwurf von Filtern mit geschalteten Kondensatoren in Form von integrierten Schaltkreisen für die PCM-Übertragungstechnik ist gegenwärtig eine wichtige Aufgabe. In gleichem Maße steigt die Bedeutung der Entwicklung einer geeigneten Entwurfssoftware, da die vorhandene Programmtechnik für den Entwurf analoger Schaltungen nur sehr begrenzt oder gar nicht für die Analyse und Synthese von SC-Filtern verwendbar ist.
Beim Einsatz von Programmen zur iterativen Optimierung von SC-Filtern sind möglichst schnelle Analysealgorithmen erforderlich, deren Entwicklung eine wichtige Aufgabe ist. Der Einsatz

des im Wissenschaftsbereich Grundlagen der Informationstechnik der HfV entwickelten SC-Analyseprogrammes NEWASC [1] für die iterative Filteroptimierung ist prinzipiell möglich, würde jedoch zu langen Rechenzeiten für einen Optimierungslauf von etwa 5 bis 10 h führen.

Unter Berücksichtigung des gegenwärtig weitverbreiteten und bewährten Schaltungskonzepts für PCM-Sende- und-Empfangsfilter in der Ausführung als SC-Integratorfilter mit zwei Schaltphasen konnte ein schneller Algorithmus für Frequenz- und Empfindlichkeitsanalysen entwickelt werden, der die Zeit für die Filteroptimierung in Abhängigkeit von Schaltungsumfang und Optimierungskriterien auf etwa 0,5 bis 2 h herabsetzt (als Rechner steht dabei der ES 1040 zur Verfügung). Dieser Algorithmus wurde im Programm NEWAOP praktisch umgesetzt.

Vor Beginn der technologischen Realisierung von SC-Filtern in Form von integrierten Schaltkreisen ist ein weiterer Optimierungslauf notwendig, der die aktuellen technologischen Parameter (z.B. Frequenzgänge der Operationsverstärker, Transistorkennlinien, parasitäre Kapazitäten) berücksichtigt. Für die Analyse des Einflusses der technologischen Parameter wurde das Programmsystem STADYNET 3 angewendet. Da dieses Programm für geschaltete Netzwerke nur dynamische Analysen ermöglicht, wurde es durch ein PL1-Programm komplettiert, das die Frequenzanalyse von SC-Filtern hinsichtlich der Übertragung der Grundwelle mit Hilfe der Fourier-Transformation der Impulsantworten durchführt (für ein SC-Netzwerk, das am Ein- und Ausgang in zwei Schaltphasen abgetastet wird, existieren vier Impulsantworten). In Verbindung mit dem PL1-Zusatzmodul konnten mit STADYNET 3 die Schaltungen von entworfenen SC-Filtern unter Berücksichtigung realer Verstärkermodelle mit drei Knickfrequenzen sowie der Kennlinien der Schaltertransistoren im Frequenzbereich analysiert werden.

Nachfolgend werden einige Probleme des rechnergestützten Entwurfs von SC-Filtern behandelt und erhaltene Resultate vorgestellt.

2. Prinzipieller Ablauf des rechnergestützten Filterentwurfs

Ausgangspunkt für den Einsatz der Rechentechnik ist das nach bekannten Regeln [4] entworfene SC-Integratorfilter, das aber prinzipbedingt noch Restfehler im Dämpfungsverlauf enthält. Diese sowie auch weitere im Fortschreiten des Entwurfs auftretende Einflüsse (Berücksichtigung der realen Bauelementeeigenschaften) müssen ausgeglichen werden. Dabei dürfen sich aber andere Eigenschaften der Schaltung, wie die Empfindlichkeit oder die Dynamik der Anordnung möglichst nicht verändern. Demzufolge ist eine ständige Kontrolle des Empfindlichkeitsverhaltens und eine Dynamiknivellierung nach jeder dimensionierungsverändernden Maßnahme vorzunehmen.

Bei der derzeit existierenden Ausbaustufe der Programmsysteme erfolgt die Dynamiknivellierung im Anschluß an jeden Optimierungslauf mit dem Programm NEWAOP und die Toleranzanalyse mit dem Programm NEWASC vor und nach Abschluß der Optimierungen. Eine spätere Ausbaustufe sieht vor, speziell für Integratorfilter die Toleranzanalyse mit dem Programm NEWAOP auszuführen, um damit eine Einbeziehung der Toleranzeinflüsse in die Optimierung vornehmen zu können (Design-Centering).

Den gegenwärtig realisierten Ablauf des Entwurfs zeigt Bild 1. Er läßt sich in drei Phasen einteilen:

— Optimierung der idealen Schaltung zum Ausgleich prinzipbedingter Abweichungen im Dämpfungsverlauf und Einbeziehung spezieller Dämpfungsforderungen

— Optimierung zum Ausgleich der Bauelementeeinflüsse im Anschluß an eine Analyse mit realen Bauelementemodellen

— Optimierung der Schaltung im Anschluß an eine erste praktische Umsetzung zum Ausgleich theoretisch nicht erfaßter oder erfaßbarer Effekte.

Ausgehend vom SC-Integratorfilter-Prototyp, dessen Struktur erhalten bleibt und dessen Dimensionierung optimiert wird, müssen für die drei im ersten Abschnitt erwähnten Programme, die nach verschiedenen Lösungsalgorithmen arbeiten ([1] [2] [5]), die strukturbeschreibenden Datensätze einmalig erstellt

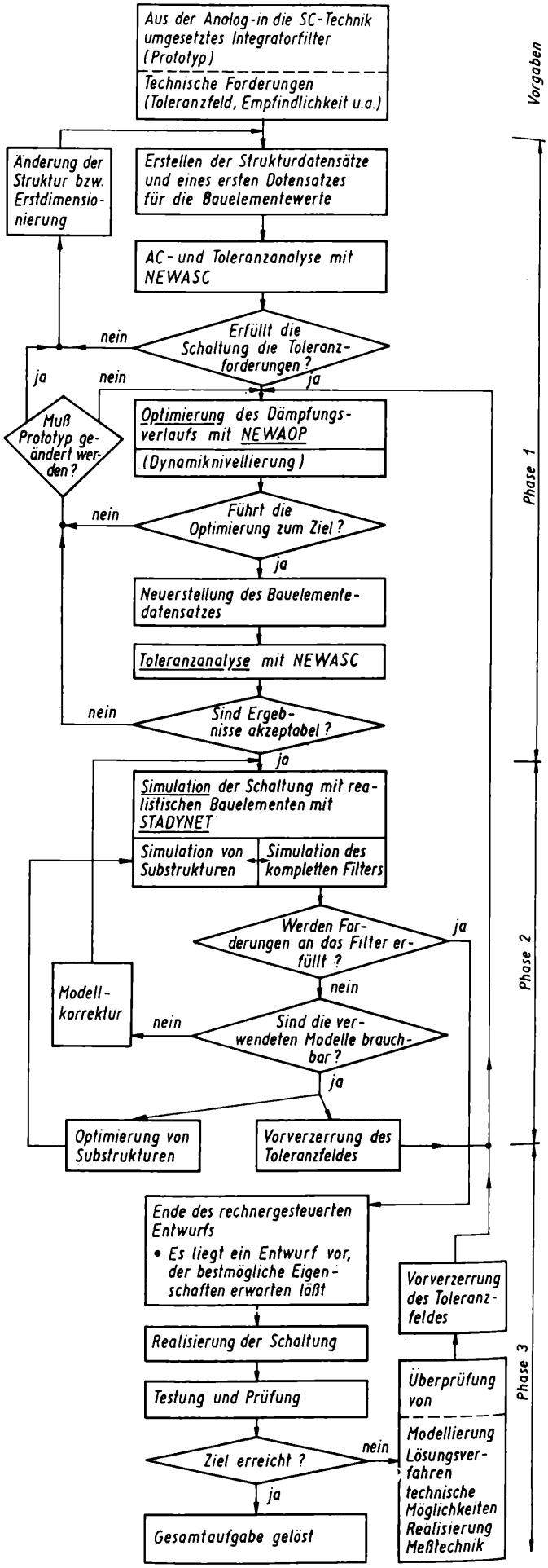


Bild 1. Ablaufschema des rechnergestützten Schaltungsentwurfs

werden. Der für alle Programmkomponenten einheitliche Datensatz der Bauelemente wird nach jeder Optimierung verändert. Zunächst erfolgt die Bestimmung der Ausgangsgrößen durch eine AC- und Toleranzanalyse mit NEWASC. Ausgehend von diesem Ergebnis sind die Stützstellen für die Optimierung des Dämpfungsverlaufs festzulegen und die Optimierung mit NEWAOP durchzuführen. Die sich dabei meist verändernde Dynamik wird im Anschluß daran ausgeglichen. Die Geschwindigkeit, mit der das Ziel erreicht wird, ist in starkem Maße von den physikalisch vorhandenen Reserven abhängig, so daß dieser Prozeß u. U. mehrmals mit geänderten Optimierungsparametern wiederholt werden muß. Maßgebend für einen sinnvollen Einsatz der Verfahren ist, daß es sich stets um kleine Änderungen handelt, d. h., die Ausgangsdimensionierung sollte bereits möglichst gute Resultate zeigen. Andernfalls erhält man zwar auch eine die Dämpfungsforderungen erfüllende Dimensionierung, aber die Empfindlichkeitseigenschaften sind in der Regel wesentlich schlechter als die des Prototyps.

Neben dem eben erwähnten allgemeinen Ziel der Optimierung des Dämpfungsverlaufs kann durch die im Programm NEWAOP ermöglichte Auswahl der in die Optimierung einzubeziehenden Kondensatoren erreicht werden, daß (um den Preis gering steigender Empfindlichkeit) möglichst „glatte" Kapazitätswerte bei Beibehaltung einer vollständigen Dynamiknivellierung zur Verfügung stehen, was für eine mikroelektronische Umsetzung des Entwurfs günstige Voraussetzungen liefert.

Die sich an diese erste Phase anschließenden Untersuchungen der zweiten und dritten Phase enthalten die Analyse, unter Verwendung realistischer Modelle für die Bauelemente mit Hilfe des Programmsystems STADYNET 3, in Verbindung mit der erwähnten Fourier-Routine zur Umsetzung in den Frequenzbereich ebenso wie die meßtechnische Ermittlung des Verhaltens praktisch realisierter Strukturen. Liegen die erreichten Ergebnisse bei der Analyse außerhalb der vorgeschriebenen Dämpfungsbereiche, so folgt, nachdem eventuell mit verbesserten Substrukturen (OV, Schalter) eine erneute Analyse durchgeführt wurde und weiterhin Verletzungen des Dämpfungstoleranzfeldes vorliegen, eine Vorverzerrung des Toleranzfeldes derart, daß die Dämpfungsverzerrungen ausgeglichen werden. Analog kann bei Abweichungen der Meßwerte gegenüber den Sollgrößen in gewissen Grenzen vorgegangen werden. Zur Einhaltung des vorverzerrten Verlaufs wird das Filter mit Phase 1 beginnend erneut optimiert. Somit ist letztlich die Berechnung einer Dimensionierung möglich, die weitgehend alle durch reale technologische Werte bedingten Einflüsse auf die Filtercharakteristik ausgleicht.

3. Analysealgorithmus für die Filteroptimierung

Für eine effektive Filteroptimierung sind schnelle Analyseverfahren die Voraussetzung. In [2] wurde dazu ein neuer Algorithmus für SC-Integratorfilter beschrieben. Nachfolgend wird das Grundprinzip dieses Algorithmus skizziert und die Frage der Berechnung der Empfindlichkeiten der Übertragungsfaktoren gegenüber den Kopplungskoeffizienten des Filters behandelt.

Bild 2 zeigt ein SC-Filter mit 2 Integratoren und den in zwei Schaltphasen getakteten Kopplungen K_1 bis K_4. Die Abtastung am Ausgang kann in beiden Schaltphasen erfolgen und liefert

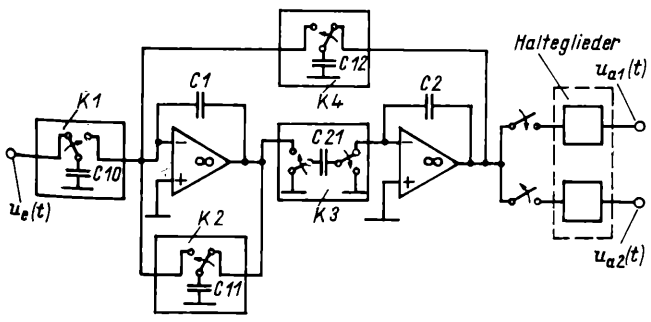


Bild 2. Integratorfilter mit geschalteten kapazitiven Kopplungen

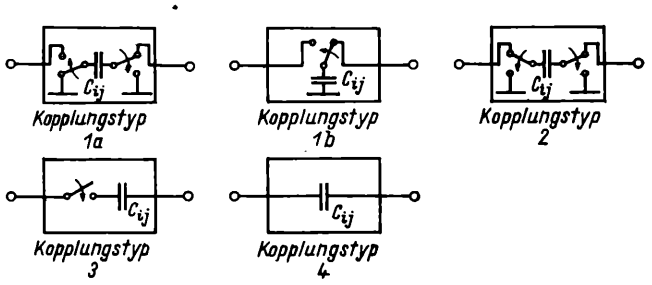


Bild 3. Verschiedene Kopplungen für den Ladungstransfer in SC-Filtern

durch Zwischenschaltung von Haltegliedern die beiden analogen Ausgangsspannungen $u_{a1}(t)$ und $u_{a2}(t)$. Zielstellung war die Entwicklung eines übersichtlichen und einfach programmierbaren Analyseverfahrens für das allgemeine SC-Integratorfilter, wobei beliebige kapazitiv geschaltete Kopplungen und eine beliebige Anzahl von Integratoren zugelassen sein sollte.

Die am häufigsten verwendeten Kopplungen in SC-Filtern können aus den in Bild 3 gezeigten Anordnungen von periodisch schließenden Schaltern und Kondensatoren bestehen, wodurch verschiedene Formen des Ladungstransfers realisiert werden können. Das Schließen der Schalter erfolgt entweder während der Schaltphase 1 in den Zeitpunkten

$$t_{k1} = k\,T + \sigma_1\,T,\ k = 0, 1, 2, \ldots, 0 \leqq \sigma_1 \leqq 1$$

oder während der Taktphase 2 in den Zeitpunkten

$$t_{k2} = k\,T + \sigma_2\,T,\ k = 0, 1, 2, \ldots, 0 \leqq \sigma_2 \leqq 1.$$

Bezeichnet man bei einem SC-Filter mit n Integratoren die Integratorkapazität des i-ten Integrators mit C_i, so lassen sich alle Kopplungen des Filters durch Kopplungskoeffizienten der Form

$$k_{ij} = \frac{C_{ij}}{C_i} \quad \begin{matrix} i = 1 \ldots n \\ j = 0 \ldots n \end{matrix} \tag{1}$$

charakterisieren, die die Verkopplungen der Integratorspannungen untereinander bzw. die Einkopplungen der Eingangsspannung (unter Berücksichtigung der Struktur der Kopplungen) quantitativ beschreiben. Falls $j \neq 0$ kennzeichnen die Kopplungskoeffizienten k_{ij} die Kopplungen zwischen dem Ausgang des j-ten und dem Eingang des i-ten Integrators. Für $j = 0$ kennzeichnet der Kopplungskoeffizient k_{i0} die Einkopplung des Eingangssignals in den i-ten Integrator. Die Art des Ladungstransfers (verzögert oder nicht verzögert, mit oder ohne Polaritätswechsel, Transfer von Ladungsdifferenzen) wird durch den Typ der jeweiligen Kopplung (Bild 3) festgelegt.

Für die Kopplungen der Integratoren untereinander werden nun alle Kopplungskoeffizienten eines charakteristischen Kopplungstyps einer Schaltphase zu einer quadratischen Koeffizientenmatrix zusammengefaßt, deren Ordnung gleich der Anzahl der Integratoren des Filters ist. Ein Kopplungskoeffizient k_{ij} entspricht demnach dem Element der zugehörigen Koeffizientmatrix, das auf der Zeile i in der Spalte j steht. Entsprechend werden für die Kopplungen zwischen Filtereingang und Integratoren alle Kopplungskoeffizienten eines Kopplungstyps einer Schaltphase zu einem Koeffizientenvektor zusammengefaßt. Nachstehend ist eine Übersicht über die für einen bestimmten Kopplungstyp maßgebenden Koeffizientenmatrizen und -vektoren gegeben. Die Indizes der Matrizen und Vektoren (1 oder 2) geben dabei an, ob die Kopplung in Schaltphase 1 oder 2 wirksam wird [die Matrix $\boldsymbol{D}$ und der Vektor $\boldsymbol{d}$ sind nicht indiziert, da sie die schalterfreien Direktkopplungen (Typ 4), die in beiden Schaltphasen wirksam sind, charakterisieren].

Matrizen und Vektoren der Kopplungskoeffizienten für

Schaltphase 1 und 2	Kopplungstyp
$\boldsymbol{A}_1,\ \boldsymbol{A}_2,\ \boldsymbol{a}_1,\ \boldsymbol{a}_2$	1a, 1b
$\boldsymbol{B}_1,\ \boldsymbol{B}_2,\ \boldsymbol{b}_1,\ \boldsymbol{b}_2$	2
$\boldsymbol{C}_1,\ \boldsymbol{C}_2,\ \boldsymbol{c}_1,\ \boldsymbol{c}_2$	3
$\boldsymbol{D},\ \boldsymbol{d}$	4

Wird das SC-Filter am Eingang harmonisch erregt, so erhält man mit Hilfe der Fourier-Transformation für die Übertragungsfaktoren der Grundwelle für beide Taktphasen

$$H_1(\mathrm{j}\,\omega) = \frac{\boldsymbol{F}\{u_{a\,1,0}(t)\}}{\boldsymbol{F}\{u_e(t)\}}, \quad H_2(\mathrm{j}\,\omega) = \frac{\boldsymbol{F}\{u_{a\,2,0}(t)\}}{\boldsymbol{F}\{u_e(t)\}}, \tag{2}$$

worin $u_{a\,1,0}(t)$ und $u_{a\,2,0}(t)$ die Grundwellen am Ausgang der beiden Halteglieder sind (s. Bild 2).
In [2] wurde für das allgemeine SC-Integratorfilter folgende Gleichung abgeleitet:

$$\begin{bmatrix} H_1(\mathrm{j}\,\omega) \\ H_2(\mathrm{j}\,\omega) \end{bmatrix} = \frac{\sin\omega T}{\omega T} \left[\begin{array}{c|c} -\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_1 T & 0 \\ \mathrm{e} & \\ \hline 0 & -\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_2 T \\ & \mathrm{e} \end{array}\right] \begin{bmatrix} \boldsymbol{c}^T & 0 \\ 0 & \boldsymbol{c}^T \end{bmatrix} \boldsymbol{F}^{-1}\,\boldsymbol{G} \times \begin{bmatrix} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_1 T} \\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_2 T} \end{bmatrix}, \tag{3}$$

worin

$$\boldsymbol{F} = \left[\begin{array}{c|c} \boldsymbol{I} + \boldsymbol{B}_1 + \boldsymbol{C}_1(1 - z^{-1}) + \boldsymbol{D} & z^{-1}(\boldsymbol{A}_1 - \boldsymbol{D} - \boldsymbol{I}) \\ \hline \boldsymbol{A}_2 - \boldsymbol{D} - \boldsymbol{I} & \boldsymbol{I} + \boldsymbol{B}_2 + \boldsymbol{C}_2(1 - z^{-1}) + \boldsymbol{D} \end{array}\right] \tag{4a}$$

und

$$\boldsymbol{G} = \left[\begin{array}{c|c} -\boldsymbol{b}_1 - \boldsymbol{c}_1(1 - z^{-1}) - \boldsymbol{d} & z^{-1}(\boldsymbol{d} - \boldsymbol{a}_1) \\ \hline \boldsymbol{d} - \boldsymbol{a}_2 & -\boldsymbol{b}_2 - \boldsymbol{c}_2(1 - z^{-1}) - \boldsymbol{d} \end{array}\right] \tag{4b}$$

mit $Z = \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\omega T}$ sind.
Der Zeilenvektor $\boldsymbol{c}^T$ in Gl. (3) legt fest, welcher Integrator als Filterausgang verwendet wird. Das entsprechende Element ist 1, die übrigen sind 0. $\boldsymbol{F}$ ist eine $(2n, 2n)$-Matrix und $\boldsymbol{G}$ eine $(2n, 2)$-Matrix. $\boldsymbol{I}$ bezeichnet die (n, n)-Einheitsmatrix. Der Zeitaufwand zur Berechnung der Übertragungsfaktoren für einen Frequenzpunkt besteht offensichtlich im wesentlichen in der Lösung eines komplexen Gleichungssystems mit der Koeffizientenmatrix $\boldsymbol{F}$.
Der skizzierte Analysealgorithmus ermöglicht nun in einfacher Weise, die partiellen Ableitungen der Übertragungsfaktoren $H_1(\mathrm{j}\,\omega)$ und $H_2(\mathrm{j}\,\omega)$ nach den Kopplungskoeffizienten (d.h. Kapazitätsverhältnissen) zu bilden, so daß Gradientenverfahren für die Optimierung angewendet werden können und eine rationelle Empfindlichkeitsanalyse möglich ist.
Der Parameter P_ν soll stellvertretend für einen beliebigen Kopplungskoeffizienten des SC-Filters stehen. Die Ableitungen der Übertragungsfaktoren nach den Parametern P_ν

$$\frac{\partial}{\partial P_\nu}\begin{bmatrix} H_1(\mathrm{j}\,\omega) \\ H_2(\mathrm{j}\,\omega) \end{bmatrix} = \left[\frac{\partial H_1(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial P_\nu}\ \frac{\partial H_2(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial P_\nu}\right]^T \tag{5}$$

werden zunächst für die Kopplungen zwischen den Integratoren berechnet. Die entsprechenden Kopplungskoeffizienten treten nur in den Matrizen $\boldsymbol{A}_1, \boldsymbol{A}_2, \boldsymbol{B}_1, \boldsymbol{B}_2, \boldsymbol{C}_1, \boldsymbol{C}_2$, und $\boldsymbol{D}$, d.h. in der Matrix $\boldsymbol{F}$ auf.
Setzt man

$$\boldsymbol{C} = \frac{\sin\omega T}{\omega T} \left[\begin{array}{c|c} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_1 T} & 0 \\ \hline 0 & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_2 T} \end{array}\right] \begin{bmatrix} \boldsymbol{c}^T & 0 \\ 0 & \boldsymbol{c}^T \end{bmatrix} \tag{6a}$$

sowie

$$\boldsymbol{h} = \begin{bmatrix} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_1 T} \\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\omega\,\sigma_2 T} \end{bmatrix}, \tag{6b}$$

so gilt

$$\frac{\partial}{\partial P_\nu}\begin{bmatrix} H_1(\mathrm{j}\,\omega) \\ H_2(\mathrm{j}\,\omega) \end{bmatrix} = \boldsymbol{C}\,\frac{\partial \boldsymbol{F}^{-1}}{\partial P_\nu}\,\boldsymbol{G}\,\boldsymbol{h}\,. \tag{7}$$

Mit der bekannten Gleichung

$$\frac{\partial \boldsymbol{F}^{-1}}{\partial P_\nu} = -\boldsymbol{F}^{-1}\frac{\partial \boldsymbol{F}}{\partial P_\nu}\boldsymbol{F}^{-1} \tag{8}$$

geht Gl. (7) über in

$$\frac{\partial}{\partial P_\nu}\begin{bmatrix} H_1(\mathrm{j}\,\omega) \\ H_2(\mathrm{j}\,\omega) \end{bmatrix} = -\boldsymbol{C}\,\boldsymbol{F}^{-1}\frac{\partial \boldsymbol{F}}{\partial P_\nu}\boldsymbol{F}^{-1}\,\boldsymbol{G}\,\boldsymbol{h}\,, \tag{9}$$

In den vorstehenden Gln. ist $\boldsymbol{C}$ eine $(2, 2n)$-Matrix und $\boldsymbol{h}$ ein $(2, 1)$-Vektor.
Für die Berechnung der Ableitungen der Übertragungsfaktoren nach den Kopplungskoeffizienten der Kopplungen zwischen Filtereingang und den Integratoren erhält man

$$\frac{\partial}{\partial P_\nu}\begin{bmatrix} H_1(\mathrm{j}\,\omega) \\ H_2(\mathrm{j}\,\omega) \end{bmatrix} = \boldsymbol{C}\,\boldsymbol{F}^{-1}\frac{\partial \boldsymbol{G}}{\partial P_\nu}\boldsymbol{h}\,, \tag{10}$$

da die entsprechenden Kopplungskoeffizienten nur in den Vektoren $\boldsymbol{a}_1, \boldsymbol{a}_2, \boldsymbol{b}_1, \boldsymbol{b}_2, \boldsymbol{c}_1, \boldsymbol{c}_2$, und $\boldsymbol{d}$, d.h. in der Matrix $\boldsymbol{G}$ auftreten. Da die Parameter P_ν unmittelbar die Elemente bzw. Faktoren der Elemente der Matrizen $\boldsymbol{F}$ und $\boldsymbol{G}$ sind, ist die Ermittlung der Matrizen $\partial\boldsymbol{F}/\partial P_\nu$ und $\partial\boldsymbol{G}/\partial P_\nu$ sehr einfach. Von diesen Matrizen sind meist jeweils nur 1, höchstens aber 4 Elemente von Null verschieden.
Schreibt man Gl. (9) in der Form

$$\frac{\partial}{\partial P_\nu}\begin{bmatrix} H_1(\mathrm{j}\,\omega) \\ H_2(\mathrm{j}\,\omega) \end{bmatrix} = -\boldsymbol{U}\frac{\partial \boldsymbol{F}}{\partial P_\nu}\boldsymbol{v} \tag{11}$$

mit

$$\boldsymbol{U} = \boldsymbol{C}\,\boldsymbol{F}^{-1} \tag{12a}$$

und

$$\boldsymbol{v} = \boldsymbol{F}^{-1}\boldsymbol{G}\,\boldsymbol{h}, \tag{12b}$$

so erhält man die $(2, 2n)$-Matrix $\boldsymbol{U}$ und den $(2n, 1)$-Vektor $\boldsymbol{v}$ aus der Lösung der Gleichungssysteme

$$\boldsymbol{F}^T\boldsymbol{U}^T = \boldsymbol{C}^T \tag{13a}$$

bzw.

$$\boldsymbol{F}\boldsymbol{v} = \boldsymbol{G}\,\boldsymbol{h}. \tag{13b}$$

Dabei wurde mit T die Transponierung der Matrizen bezeichnet. Zur Berechnung der partiellen Ableitungen der Übertragungsfaktoren $H_1(\mathrm{j}\,\omega)$ und $H_2(\mathrm{j}\,\omega)$ nach allen Kopplungskoeffizienten für einen Frequenzpunkt ist demnach die Lösung von zwei Gleichungssystemen mit den Koeffizientenmatrizen $\boldsymbol{F}$ bzw. $\boldsymbol{F}^T$ erforderlich. Durch Anwendung der LU-Zerlegung werden dabei minimale Rechenzeiten erreicht.

4. Auswahl des Optimierungsverfahrens

Für die Auswahl eines Verfahrens zur iterativen Optimierung von SC-Filtern waren folgende Gesichtspunkte maßgebend:

1. Das Verfahren sollte eine hinreichend schnelle Konvergenz haben.

2. Für die zu optimierenden Parametervektoren standen zwar bereits gute Anfangsnäherungen zur Verfügung (die sich aus der Approximation als analoge Prototypen ergaben), jedoch war es wünschenswert, eine Optimierung auch bei relativ ungenauen Anfangswerten zu gewährleisten.

3. Die Stabilität der Lösung sollte gesichert sein.

Zur Verfügung stand ein neuer Optimierungsalgorithmus, bei dem ähnlich wie bei den Relaxationsmethoden die Zielfunktion für jeden Iterationsschritt für Veränderungen jeder einzelnen Variablen berechnet wird. Anschließend erfolgt jedoch eine Änderung der Suchrichtung und eine Minimierung entlang dieser Richtung. Der Algorithmus hat den Vorteil, daß er weitgehend selbstzielsuchend arbeitet. Das wird durch ein nach einem heuristischen Ansatz gesteuertes Parabelverfahren erreicht, wodurch genaue Anfangsnäherungen für die Parametervektoren nicht erforderlich waren und das Ziel trotzdem hinreichend schnell erreicht wurde. Die Zielfunktion konnte frei gewählt werden und mußte weder stetig noch in allen Punkten differenzierbar sein.
Der Algorithmus erfüllte die vorstehend genannten Bedingungen. Eine detaillierte Beschreibung des Optimierungsverfahrens befindet sich in [3].

5. Festlegung der Zielfunktion

Bei vielen Optimierungsaufgaben ist eine zu optimierende Funktion F möglichst genau an eine Sollwertfunktion S anzunähern.

Eine häufig dafür verwendete Zielfunktion lautet

$$ZF = \sum_{i=1}^{m} G_i (F_i - S_i)^2, \tag{14}$$

worin F_i die Stützstellen der zu optimierenden Funktion und S_i die Stützstellen der Sollwertfunktion sind. Durch die Gewichtsfaktoren G_i lassen sich die Abweichungen von der Sollwertfunktion mehr oder weniger stark in der Zielfunktion berücksichtigen. Für die Optimierung von Dämpfungsverläufen kann sich eine allgemeinere Formulierung der Zielfunktion als zweckmäßiger erweisen. Die Optimierungsaufgabe wird wie folgt gestellt: Es wird gefordert, daß für alle ausgewählten Stützstellen der zu optimierenden Funktion

$$S_{ui} < F_i < S_{oi} \tag{15}$$

gilt, worin die Werte S_{oi} die oberen Schranken und die Werte S_{ui} die unteren Schranken eines vorgegebenen Toleranzbereiches sind.
Für die Zielfunktion wird

$$ZF = 0 \tag{16}$$

gefordert, wenn für alle i $S_{ui} < F_i < S_{oi}$ gilt, d.h., falls die Stützstellen F_i der Funktion F innerhalb des Toleranzbereiches liegen. In diesem Fall wäre die Optimierungsaufgabe gelöst. Es erwies sich außerdem als zweckmäßig, unterschiedliche Gewichtsfaktoren wählen zu können, je nachdem ob die obere oder untere Schranke des Toleranzbereiches verletzt wird:

$$G_i = \begin{cases} G_{oi} \text{ für } F_i > S_{oi} \\ G_{ui} \text{ für } F_i < S_{ui} \end{cases} \tag{17}$$

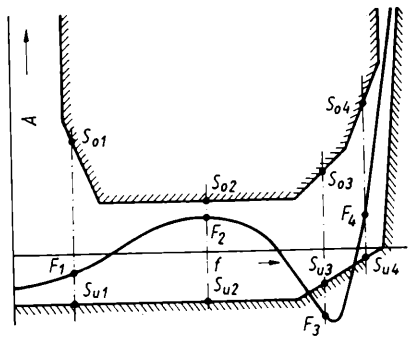
Mit der Bedingung nach Gl. (17) kann z. B. der Toleranzbereich einseitig offen gelassen werden, was für eine Optimierung von Dämpfungsverläufen speziell im Sperrbereich wichtig ist. Da bei dem verwendeten Optimierungsverfahren keine Berechnung der Ableitung der Zielfunktion nach den Schaltungsparametern erforderlich ist, war die Stetigkeit der Zielfunktion nicht gefordert. Die Bedingungen nach den Gln. (16) und (17) werden, wie leicht zu prüfen ist, durch folgende Zielfunktion erfüllt:

$$ZF = \frac{1}{2} \sum_i \{[\text{sign}(F_i - S_{oi}) + 1] \cdot G_{oi} (F_i - S_{oi})^2 + [\text{sign}(S_{ui} - F_i) + 1] \cdot G_{ui} (S_{ui} - F_i)^2\}. \tag{18}$$

Für den Fall, daß man den Toleranzschlauch für die zu optimierende Funktion F durch die Bedingung $S_{oi} = S_{ui} = S_i$ auf Null einengt und setzt $G_{oi} = G_{ui} = G_i$, geht Gl. (18) in Gl. (14) über. Als Beispiel sei der Dämpfungsverlauf nach Bild 4 betrachtet. Für insgesamt 4 Stützstellen sind je 4 obere und 4 untere Schranken vorgegeben. Einen Beitrag zur Zielfunktion liefert nur die Stützstelle F_3. Man erhält nach Gl. (18):

$$ZF = G_{u3} (S_{u3} - F_3)^2.$$

Bild 4
Vorgegebener Toleranzbereich und Stützstellen für die Optimierung eines Dämpfungsverlaufs



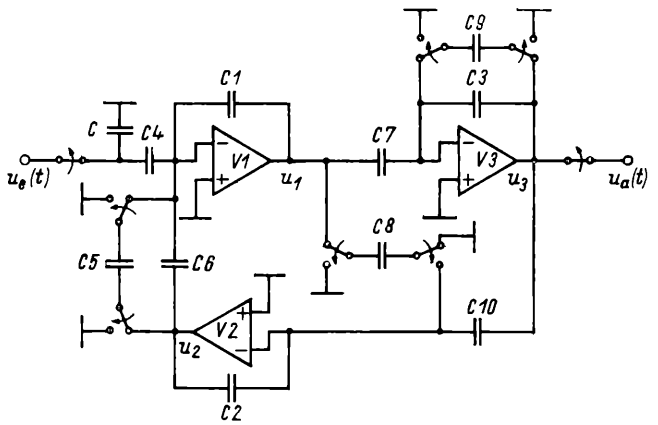


Bild 5. Schaltungsstruktur des Hochpasses 3. Ordnung

Die Zielfunktion nach Gl. (18) wurde für die Optimierung der nachfolgend vorgestellten Beispiele verwendet.
Für die praktische Anwendung ist die Frage nach der Vergabe der Gewichtsfaktoren interessant, da sie die Möglichkeit bieten, bestimmten Stützstellen durch große Werte für die G_i besondere Bedeutung beizumessen. Die besten Erfahrungen wurden mit folgender Regel gemacht:

a) Es wird hinsichtlich der Einhaltung des Toleranzbereiches ein maximal zulässiger Restfehler (RF) festgelegt, der im Durchlaßbereich in der Größenordnung von hundertstel bis tausendstel dB liegt und im Sperrbereich naturgemäß im Bereich von 0,1 bis 2 dB.

b) Der Gewichtsfaktor ergibt sich dann zu

$$G_i \approx 1/R F_i. \tag{19}$$

c) Besonders kritische Stellen wurden durch einen bis zum Faktor 5 höheren Gewichtsfaktor als nach Gl. (19) markiert.

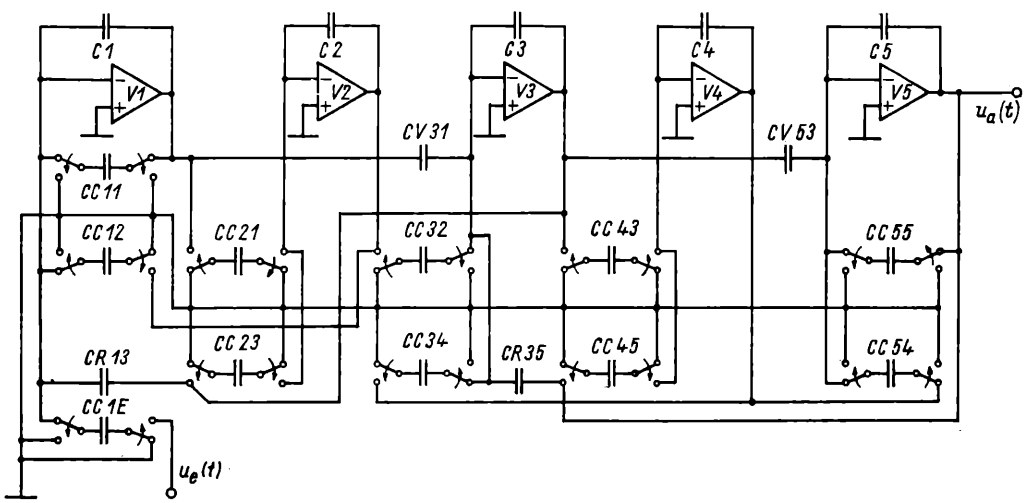


Bild 6. Schaltungsstruktur des Tiefpasses 5. Ordnung

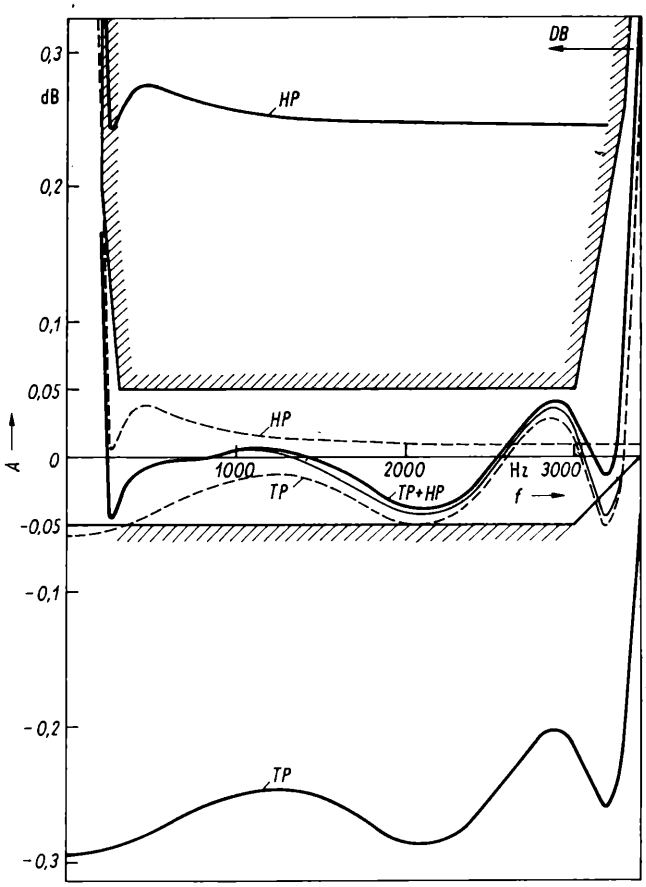


Bild 7. Dämpfungsverläufe zur Optimierung der Sendeseite

– – – TP und HP nach Einzeloptimierung

——— Sendeseite komplett nach Einzeloptimierung

——— TP, HP und Sendeseite komplett nach der Gesamtoptimierung der Kaskadenschaltung

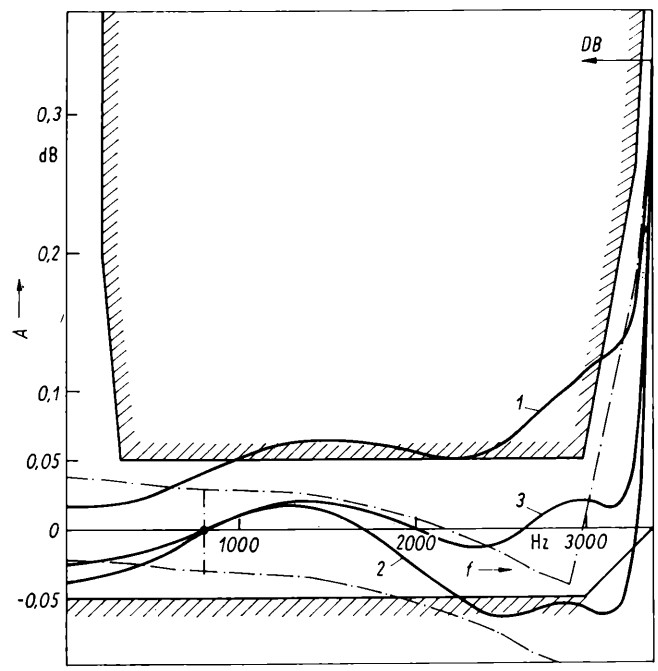


Bild 8. Korrektur parasitärer Verstärkereinflüsse durch Vorverzerrung

–·–·– Vorverzerrtes Optimierungstoleranzfeld

1 Analyseergebnis mit realistischen Bauelementen vor der Optimierung; 2 durch Optimierung vorverzerrter Dämpfungsverlauf (ohne Grundverstärkung); 3 Analyseergebnis des optimierten Filters mit realistischen Bauelementen

6. Beispiele für die Filteroptimierung

Nachfolgend soll an 2 ausgewählten Beispielen die Wirksamkeit der beschriebenen Optimierungsschritte illustriert werden. Das erste Beispiel soll die Möglichkeiten der Optimierung kaskadierter Schaltungen in der Phase 1 verdeutlichen. Die PCM-Sendeseite enthält als Filtergruppe die Kaskadenschaltung eines HP 03 [2] mit einer Struktur nach Bild 5 und eines TP 05 entsprechend Bild 6. Die Optimierung der Einzelfilter mit jeweils eigenem Toleranzbereich konnte den geforderten Toleranzbereich nicht voll erfüllen. Die Anwendung von NEWAOP auf die Gesamtanordnung führte zu den im Bild 7 dargestellten Verhältnissen. Die Einzelfilter wurden bezüglich ihrer Grunddämpfung von der 0-dB-Marke gespreizt, was einen größeren Spielraum für die Korrektur des Tiefpasses brachte, so daß es nun möglich wurde, die Toleranzfeldverletzung bei etwa 3200 Hz auszugleichen, wobei alle anderen Forderungen selbstverständlich eingehalten wurden. Als Nebenaufgabe wurden gleichzeitig bestimmte Bauelemente gerundet und von der Optimierung ausgeschlossen. Die dadurch entstandenen Fehler wurden mit ausgeglichen, wodurch sich eine Filterdimensionierung ergab, die bei vollständiger Dynamiknivellierung im TP bei 30 Bauelementen nur 9 Werte mit mehr als einer Dezimalen nach dem Komma enthält.

Im zweiten Beispiel soll die Verknüpfung der Phasen 1 und 2 gezeigt werden. Ein PCM-Empfangstiefpaß 5. Ordnung (Bild 6), dimensioniert aus einer speziellen Approximation zur Entzerrung der $(\sin x)/x$-Charakteristik des DA-Wandlers, wurde mit realistischen Bauelementen rechentechnisch untersucht, nachdem die Optimierungsphase 1 ein erstes Mal abgeschlossen war. Dabei ist, um die Wirksamkeit des Verfahrens zu zeigen, ein Verstärkermodell mit VO = 2000, 3 Knickfrequenzen und einem Verstärkungsbandbreiteprodukt von 500 kHz gewählt worden. Den sich nach der Analyse mit STADYNET 3 ergebenden Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich zeigt Bild 8. Es wurde daraufhin die Soll-Ist-Abweichung bestimmt und damit das im gleichen Bild dargestellte vorverzerrte Optimierungstoleranzfeld ermittelt. Das mit idealen Bauelementen durch Optimierung vorverzerrte Filter wurde daraufhin erneut mit realistischen Bauelementen analysiert und zeigt einen alle Forderungen erfüllenden Verlauf.

7. Zusammenfassung

Für den Entwurf und die praktische Realisierung von Integratorfiltern mit geschalteten Kapazitäten wurden die einzelnen Phasen des Einsatzes der iterativen Optimierung beschrieben. Auf der Basis eines Verfahrens zur schnellen AC-Analyse von SC-Integratorfiltern, das auch zur Empfindlichkeitsanalyse geeignet ist, wurde ein Optimierungsalgorithmus gewählt, der nur mit berechneten Werten der Zielfunktion arbeitet. Dies gestattete die freie Wahl der Zielfunktion, die nicht stetig verlaufen muß. An Hand praktischer Beispiele wurde gezeigt, wie durch die iterative Optimierung für PCM-Sende- und -Empfangsfilter vorgegebene Toleranzbereiche eingehalten werden konnten und durch Vorverzerrung der Filtercharakteristiken die Einflüsse der realen Bauelemente, insbesondere der Operationsverstärker, ausgeglichen werden können.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9079

Literatur

[1] *Lippmann, J.:* Frequenzanalyse von SC-Filtern mit mehreren Schaltphasen im Zustandsraum. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 2, S. 69 – 72

[2] *Lippmann, J.:* Schnelles Analyseverfahren für SC-Integratorfilter mit zwei Schaltphasen. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 11, S. 454 – 457

[3] *Schmidt, W.:* Optimierung von Fehlerfunktionen mit mehreren Variablen-Abschlußbericht „Filteroptimierung", Universität Kaiserslautern, Fachbereich Elektrotechnik, Oktober 1979

[4] *Mossner, B.:* Zu Entwurf und Realisierung von SC-Zweiphasentakt-Schaltungen (Arbeitstitel) Dissertation A, HfV (in Vorbereitung)

[5] Programmsystem zur Analyse nichtlinearer dynamischer elektrischer Netzwerke. STADYNET – Handbuch für den Entwerfer. VEB Robotron ZFT, 1982

Dr. sc. techn. *Jochen Lippmann*, Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List", 8010 Dresden, Friedrich-List-Platz 1

Dipl.-Ing. *Karlheinz Sauer*, Institut für Nachrichtentechnik Berlin, 1160 Berlin, Edisonstr. 63

Digitale Spektralanalyse

G. Buchholz; K. Steckel, Dresden

Mitteilung aus der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Technische Verkehrskybernetik

Deskriptoren: Spektralanalyse, digital, Filter, digital; Bandpaß, digital; Arithmetik, verteilt; diskrete Fourier-Transformation; Fourier-Analysator, digital

Die Spektralanalyse von Signalen hat in vielen Bereichen der Wissenschaft und Technik eine ständig steigende Bedeutung erlangt. Da in zahlreichen Anwendungsfällen die zu analysierenden Signale unmittelbar ablaufende Prozesse widerspiegeln, die durch die Analyse beeinflußt werden sollen, stehen zwei Aspekte im Vordergrund: Der On-line- und der Echtzeitbetrieb. Beide Forderungen werden prinzipiell durch analog arbeitende Echtzeitanalysatoren erfüllt, z. B. den vom VEB Meßelektronik Dresden. In den letzten Jahren hat sich durch die Digitaltechnik und die damit verbundene mikroelektronische Schaltungsherstellung die Möglichkeit eröffnet, sowohl die bekannten Prinzipien der analogen Spektralanalyse digital durchzuführen als auch neue digitale Verfahren zu realisieren und damit die Signalverarbeitung insgesamt effektiver zu gestalten.

1. Allgemeine Gesichtspunkte zur Spektralanalyse

Die Spektralanalyse eines Signals $x(t)$ hat die Bestimmung des Spektrums

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\, e^{-j2\pi ft}\, dt \tag{1}$$

zum Ziel. Da in der Praxis die Signale nur eine endliche Zeit beobachtet werden können, muß Gl. (1) durch

$$X_\tau(f) = \int_{0}^{\tau} x(t)\, e^{-j2\pi ft}\, dt \tag{2}$$

mit variablem τ, das sog. laufende Spektrum, ersetzt werden. Bei der Bestimmung von $X_\tau(f)$ im Echtzeitbetrieb müssen alle Signalwerte $x(t)$ im Intervall $t = 0$ bis $t = \tau$ berücksichtigt werden. Das ist aber mit vernünftigem Aufwand offenbar nur für eine begrenzte Anzahl von Frequenzen möglich.
Zwei Verfahren zur Auswertung von Gl. (2) haben sich wegen ihrer praktischen Realisierbarkeit und ihrer Bedeutung für die Anwendungen besonders bewährt:

1. Analyse mit Hilfe einer Filterbank aus Bandpässen, für deren Mittenfrequenzen f_{iM} $|X_\tau(f_{iM})|$ näherungsweise bestimmt wird. Durch spezielle Wahl der Bandpässe (BP) — z. B. Oktav-, Terz- und 1/12-Oktav-Staffelung der Mittenfrequenzen — können damit große Frequenzbereiche überdeckt werden und man erhält eine konstante Auflösung über einer logarithmischen Frequenzskala. Diese Methode kann sowohl analog als auch digital durchgeführt werden.

2. Diskretisierung von Gl. (2) und Auswertung mit den Algorithmen der schnellen Fouriertransformation (FFT), — also eine rein digitale Methode. Damit erhält man in äquidistanten Frequenzen über einer linearen Frequenzskala Betrag und Phase von $X_\tau(f_i)$.

Die digitale Durchführung dieser Verfahren setzt eine Zeit- und Wertdiskretisierung der Signale voraus, die für die praktische Realisierung einige Konsequenzen hat:

— Die Bedingungen des Abtasttheorems müssen erfüllt sein:

$$X(f) = 0 \text{ für } |f| > f_g \text{ und Taktzeit } T \leqq 1/(2 f_g). \tag{3}$$

Die Bandbegrenzung muß im allgemeinen durch einen Tiefpaß erzwungen werden. Die Forderung an die Taktzeit begrenzt bei Echtzeitbetrieb über die Rechenzeit die Grenzfrequenz f_g.
— Bei der digitalen Darstellung der $x(n\,T)$ und der internen Rechenwerte sind die Zahlendarstellung und die Stellenzahl (Wortlänge) von entscheidender Bedeutung für die Genauigkeit, den Aufwand und die Rechenzeit.

Für beide Verfahren sollen im folgenden Einzelheiten erläutert bzw. Vorschläge zur Realisierung angegeben werden.

2. Spektralanalyse mit digitaler Filterbank

Grundlage dieses Verfahrens ist die Parsevalsche Gleichung, nach der unter gewissen Voraussetzungen zwischen der Energie des Ausgangssignals $y_i(t)$ des i-ten BP mit der Übertragungsfunktion $H_i(f)$ und dem Spektralwert $|X_\tau(f_{iM})|$ folgender Zusammenhang besteht

$$\int_0^\tau y_i(t)\, dt \approx |X_\tau(f_{iM})| \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |H_i(f)|^2\, df. \tag{4}$$

Für einen digitalen Spektralanalysator mit Terzbandpässen kann folgendes Funktionsprinzip angegeben werden (Bild 1). Das Eingangssignal $x(t)$ wird zunächst nach Gl. (3) durch einen TP bandbegrenzt und im ADW in ein digitales Signal $x(nT)$ gewandelt. Dieses Signal durchläuft die drei Terz-BP der höchsten Oktave, deren Ausgangswerte gemäß Gl. (4) quadriert und summiert werden. Parallel dazu wird $x(nT)$ durch einen digitalen TP für die nächst niedrigere Oktave bandbegrenzt. Durch den Taster TA wird nur jeder zweite Wert an die drei Terz-BP dieser Oktave weitergegeben und verarbeitet. Dieser Vorgang wiederholt sich für alle weiteren Oktaven.
Man kann zeigen, daß nach diesem Schema Echtzeitbetrieb für alle Terzfrequenzen möglich ist, wenn während der Taktzeit T die drei Terzfrequenzen der obersten Oktave und die drei Terzen einer weiteren Oktave abgearbeitet werden können. Zur Realisierung dieses Ablaufs ist dann nur ein TP und ein BP mit den drei Koeffizientensätzen für die drei Terz-Übertragungsfunktionen notwendig; denn die Grenzfrequenz des TP und die Bandmittenfrequenzen der BP werden durch die Abtastfrequenz der jeweiligen Oktave festgelegt. Es ist aus diesem Grunde äußerst wichtig, Filterstrukturen zu finden, die kurze Signaldurchlaufzeiten haben und die sich möglichst ohne Multiplizierer realisieren lassen.
Die Selektivforderungen der Terz- und 1/12-Oktav-Filter, auf die wir uns weiterhin beschränken wollen, werden durch Potenz-BP 6. Ordnung erfüllt. Für die Signalverarbeitung im Gesamtgerät ist die Kettenschaltung aus Teilfiltern 2. Ordnung besonders günstig. Für alle 15 BP wurde eine einheitliche Struktur gefunden, die durch folgende Signalflußgleichungen beschrieben wird [$y_0(n)$ Eingangssignal]:

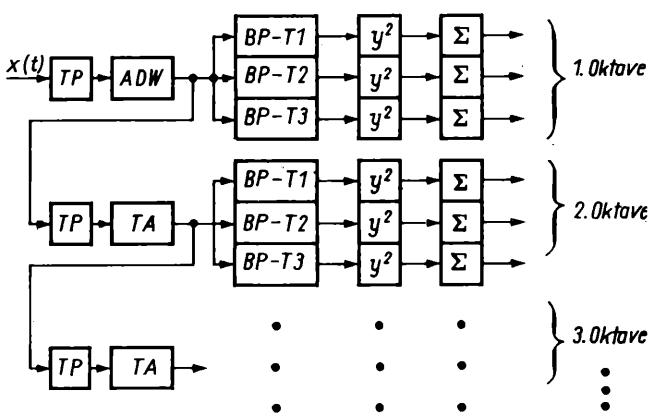


Bild 1. Funktionsprinzip eines digitalen Terz-Analysators

$$\left.\begin{aligned} z_1(n) &= a_1 y_0(n) - b_{11} z_1(n-1) - b_{12} z_1(n-2) \\ y_1(n) &= z_1(n) - z_1(n-1) \end{aligned}\right\} \text{1. Teilfilter} \quad (5.1)$$

$$\left.\begin{aligned} z_2(n) &= a_2 y_1(n) - b_{21} z_2(n-1) - b_{22} z_2(n-2) \\ y_2(n) &= z_2(n) - z_2(n-2) \end{aligned}\right\} \text{2. Teilfilter} \quad (5.2)$$

$$\left.\begin{aligned} z_3(n) &= a_3 y_2(n) - b_{31} z_3(n-1) - b_{32} z_3(n-2) \\ y_3(n) &= z_3(n) - z_3(n-1) \end{aligned}\right\} \text{3. Teilfilter} \quad (5.3)$$

Diese Gleichungen lassen sich ohne Multiplizierer besonders günstig mit der verteilten Arithmetik [1] realisieren, denn die erste Gleichung jedes Paares stellt ein dreigliedriges Skalarprodukt dar.
Nach einer in [1] angegebenen Variante können diese Skalarprodukte in folgender Form geschrieben werden:

$$\begin{aligned} z_j(n) = \sum_{i=1}^{w-1} & v_j[y_{j-1}{}^i(n), z_j{}^i(n-1), z_j{}^i(n-2)] \cdot 2^{-(i-1)} \\ & - v_j[y_{j-1}{}^0(n), z_j{}^0(n-1), z_j{}^0(n-2)] \cdot 2^{-1} \\ & - v_j(1,1,1) \cdot 2^{-w}, \quad j = 1, 2, 3. \end{aligned} \quad (6)$$

Die Signale $z\,(n)$ (allg. Bezeichnung) sind dabei im 2-Komplement dargestellt:

$$z\,(n) = -\,z^0\,(n) \cdot 2^0 + \sum_{i=1}^{w-1} z^i\,(n) \cdot 2^{-i}, \; z^i\,(n) = 0 \text{ oder } 1. \quad (7)$$

Die Größen $v_j\,(\ldots)$ sind aus den Koeffizienten der Teilfilter in folgender Weise gebildet (Tafel 1).
Sie sind in einem ROM gespeichert, dessen Adressierung direkt durch die gleichstelligen Bit der Signale (linke Spalte in Tafel 1 erfolgt.
Wenn man die v_j mit 2^{-1} skaliert, um den Zahlenbereich $-1 \leqq v_j < 1$ einzuhalten, ergibt sich folgender Algorithmus für die Abarbeitung der Teilfilter (Bild 2):
AC löschen

$i = w$: $\quad \mathrm{AC} - v_j\,(1,1,1) \rightarrow \mathrm{AC}$

$i = w-1$: $\quad z_j{}^i\,(n-2) = 1$: $\mathrm{AC} + v_j \times [y_{j-1}{}^i\,(n), z_j{}^i\,(n-1), 1] \rightarrow \mathrm{AC}$
$\quad z_j{}^i\,(n-2) = 0$: $\mathrm{AC} - v_j \times [y_{j-1}{}^i\,(n), z_j{}^i\,(n-1), 1] \rightarrow \mathrm{AC}$

$i = w-2$: $\quad z_j{}^i\,(n-2) = 1$: $\mathrm{AC} \cdot 2^{-1} + v_j$
$\quad [y_{j-1}{}^i\,(n), z_j{}^i\,(n-1), 1] \rightarrow \mathrm{AC}$
$\vdots$
$i = 1$: $\quad z_j{}^i\,(n-2) = 0$: $\mathrm{AC} \cdot 2^{-1} - v_j \times [y_{j-1}{}^i\,(n), z_j{}^i\,(n-1), 1] \rightarrow \mathrm{AC}$

$i = 0$: $\quad z_j{}^0\,(n-2) = 1$: $\mathrm{AC} \cdot 2^{-1} - v_j$
$\quad [y_{j-1}{}^0\,(n), z_j{}^0\,(n-1), 1] \rightarrow \mathrm{AC}$
$\quad z_j{}^0\,(n-2) = 0$: $\mathrm{AC} \cdot 2^{-1} + v_j \times [y_{j-1}{}^0\,(n), z_j{}^0\,(n-1), 1] \rightarrow \mathrm{AC}$

Tafel 1. Werte der Funktionen v_j.

$z_j{}^i\,(n-2)$,	$z_j{}^i\,(n-1)$,	$y_{j-1}{}^i\,(n)$	$v_j\,(y_{j-1}{}^i\,(n), z_j{}^i\,(n-1), z_j{}^i\,(n-2))$
1	1	1	$a_j + (-b_{j1}) + (-b_{j2})$
1	1	0	$a_j + (-b_{j1}) - (-b_{j2})$
1	0	1	$a_j - (-b_{j1}) + (-b_{j2})$
1	0	0	$a_j - (-b_{j1}) - (-b_{j2})$

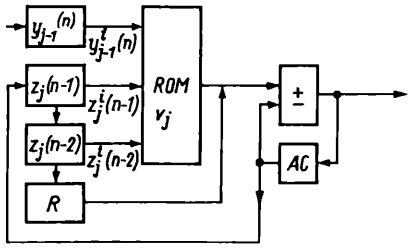


Bild 2
Teilfilter 2. Ordnung in verteilter Arithmetik

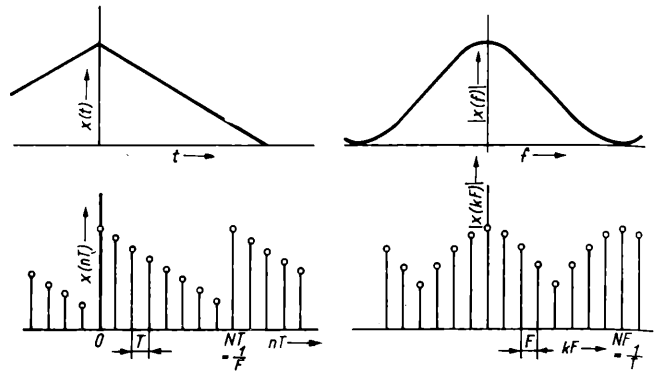


Bild 3. Zeit- und Frequenzfunktion

$z_j\,(n-2) \rightarrow R$ \} Zeitparallel
$z_j\,(n-1) \rightarrow z_j\,(n-2)$ \} zum i-Zyklus
$\mathrm{AC} \rightarrow z_j\,(n-1)$

$j = 1, 3$: $\mathrm{AC} - z_j\,(n-2) \rightarrow y_j\,(n)$
$j = 2$: $\quad \mathrm{AC} - R \rightarrow y_2\,(n)$.

Für die v_j ist eine Wortlänge von 10 bit (einschließlich Vorzeichen und Skalierung) ausreichend. Für die Signale werden 16 bit gebraucht, wobei 1 bzw. 2 bit für eine Überlaufbehandlung eingerechnet sind. Zur Vermeidung von Überlaufzyklen kann die Begrenzung der $y_j\,(nT)$, $j = 1, 2, 3$, auf die Werte ± 1 bei Überlauf verwendet werden. Die Paralleladdition kann mit vier Schaltkreisen 74181 durchgeführt werden. Zur schnellen Übertragsverarbeitung ist zusätzlich ein Schaltkreis 74 182 notwendig. Für die Terz-BP müssen 36 Worte, für die 1/12-Oktav-BP 144 Worte zu je 10 bit in einem ROM gespeichert werden. Die Signaldurchlaufzeit für ein Teilfilter ist $< 2{,}5$ µs. Bei einer Abtastfrequenz von 64 kHz ist damit bei der Terzanalyse Echtzeitbetrieb bis 20 kHz möglich.
Der digitale Bandbegrenzungs-TP kann in gleicher Weise realisiert werden. Es genügt ein Teilfilter 1. Ordnung, das im dreifach Multiplex betrieben wird und den TP 6. Ordnung ergibt. Der Speicherbedarf für die v_j beträgt hier allerdings 48×10 bit, weil je Teilfilter fünf Koeffizienten gebraucht werden.

3. Spektralanalyse mit DFT

Die Diskretisierung von Gl. (1) liefert die Beziehung für die Diskrete Fourier-Transformation (DFT):

$$X\,(kF) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x\,(n\,T)\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,2\pi \frac{kn}{N}} \quad (8)$$

die bei einer zusätzlichen Wertediskretisierung (ADW) auf einem Digitalrechner abgearbeitet werden kann. Die Gl. (8) liefert Spektrallinien im Abstand F. Mit dem Abtastintervall T und der Anzahl der Abtastwerte N gilt:

$$T\,F\,N = 1 \quad (9)$$

(Bild 3) [2].
Bei der Auswertung von Gl. (8) sind die Multiplikationen die zeitaufwendigsten Operationen. Aus diesem Grund wird zur Schätzung der Rechenzeit die Anzahl der Multiplikationen gezählt. Bei der direkten Berechnung von Gl. (8) sind dabei für N Werte N^2 komplexe Multiplikationen notwendig. Für praktikable Werte von N ist diese Anzahl viel zu groß.
Ein Rechenalgorithmus, der diese Anzahl verringert, ist die Schnelle Fourier-Transformation (FFT) [2]. Dieser Algorithmus ist besonders vorteilhaft, wenn N eine Zweierpotenz ist. In diesem Fall werden nur noch $N \cdot \mathrm{ld}\,N$ Multiplikationen benötigt. Durch geschicktes Ausnutzen der Eigenschaften der DFT kann diese Anzahl für reelle Zeitfunktionen auf $\frac{N}{4}\,\mathrm{ld}\,N$ verringert werden.
Ein weiterer Vorteil der FFT ist der geringe Speicherplatzbedarf, da die dem Speicher entnommenen Werte nach einer Rechenoperation nicht mehr benötigt und auf ihren Plätzen die

neu berechneten gespeichert werden. Nach dem vollständigen Ablauf stehen auf den ehemaligen Speicherplätzen der Zeitfunktion die Spektralwerte dieser Funktion.

Die für die praktische Auswertung von Gl. (8) notwendige Begrenzung der Summation ist gleichbedeutend mit einer zeitlichen Beschneidung (Fensterung) von $x(nT)$. Es wird demzufolge nicht das Spektrum der Zeitfunktion sondern das Spektrum von $x(nT) \cdot w(nT)$ mit $w(nT) = 0$ für $n \notin (0, 1, \ldots, N-1)$, ein Kurzzeitspektrum, gebildet. Im Frequenzbereich entspricht das einer Faltung der Spektren $X(kF)$ und $W(kF)$.

Die einfachste Fensterfunktion ist das Rechteckfenster

$$w_R(nT) = \begin{cases} 1 \text{ für } 0 \leqq n \leqq N-1 \\ 0 \text{ sonst} \end{cases}$$

das infolge der beiden Unstetigkeitsstellen eine relativ große Verzerrung des Spektrums bedingt. Es wird deshalb hauptsächlich für die Analyse von Zeitfunktionen, die kürzer als $N \cdot T$ sind, angewandt. Eine weitere häufige Fensterfunktion ist das Hanningfenster

$$w_H(nT) = \begin{cases} \sin^2\left(\pi \frac{n}{N}\right) \text{ für } 0 \leqq n \leqq N-1 \\ 0 \qquad \text{sonst.} \end{cases}$$

Diese Funktion geht an den Grenzbereichen monoton gegen Null, so daß geringe Verzerrungen auftreten. Sie wird deshalb für die Analyse von langen Zeitsignalen benutzt [3].

Aus Gl. (9) ist ersichtlich, daß der Abstand der Spektrallinien durch die obere Grenzfrequenz $f_g \leqq \frac{1}{2T}$ und die Feldlänge N festgelegt ist. Für eine Verringerung von F (Erhöhung der Auflösung im Frequenzbereich — Frequenzlupe) kann N erhöht werden, was aber einen erhöhten Rechenzeit- und vergrößerten Speicherbedarf nach sich zieht. Eine andere Möglichkeit ist die Verschiebung des interessierenden Frequenzbereiches in den Nullpunkt der Frequenzachse und eine anschließende Verringerung der Grenzfrequenz dieses Signals. Die Verschiebung kann analog (Mischung) oder digital [Multiplikation von $x(nT)$ mit komplexer e-Funktion] erfolgen. Nach der entsprechenden TP-Filterung folgt eine gewöhnliche FFT, deshalb bleibt die Rechenzeit und der Speicherplatzbedarf erhalten. Es werden allerdings zusätzliche Baugruppen (Multiplikator, TP) benötigt [4].

Das Ergebnis der FFT sind komplexe Spektralwerte, getrennt nach Real- und Imaginärteil. In den meisten Anwendungsfällen ist daraus noch das Leistungs- oder das Pegelspektrum zu berechnen. Da in einem FFT-Zyklus nur ein Kurzzeitspektrum berechnet werden kann, muß noch eine Mittelwertbildung über mehrere Zyklen vorgesehen werden, um das Ergebnis möglichst weit an das wahre Spektrum von $x(t)$ anzunähern.

Die schnelle Berechnung von Spektren ermöglicht es, Korelations- und Faltungsoperationen von Zeitfunktionen im Frequenzbereich mit einer anschließenden Rücktransformation in den Zeitbereich auszuführen.

Im Bild 4 ist der prinzipielle Aufbau eines FFT-Analysators dargestellt. Das Eingangssignal durchläuft dabei zuerst einen Vorverstärker, in dem seine Amplitude an den Arbeitsbereich des ADW angepaßt wird. Danach folgt eine Bandbegrenzung in einem TP, dessen Grenzfrequenz mit dem Abtastintervall des ADW gekoppelt ist. Die Auflösung des ADW bestimmt den Dynamikbereich des Gerätes, für 70 dB muß er mindestens 12 Binärstellen liefern. Das zeit- und amplitudendiskretisierte Signal wird im RAM 1 gespeichert. Nachdem N Funktionswerte gesammelt sind, beginnt der eigentliche FFT-Algorithmus.

Jeweils zwei Werte werden aus dem RAM 1 an das Rechenwerk 1 (RW 1) gegeben und mit den entsprechenden Real- und Imaginärteilen der komplexen e-Funktion, die im ROM fest gespeichert sind, multipliziert. Nach Beendigung dieser Operationen werden die neu gebildeten Werte in den RAM 1 zurückgegeben. Während des Ablaufs dieses FFT-Zyklusses werden die weiterhin anfallenden Werte der Zeitfunktion in RAM 2 geschrieben. Ist die Berechnung eines Spektrums beendet, bevor N neue Werte gespeichert sind, geht kein Funktionswert verloren und man kann von Echtzeitbetrieb sprechen. Im folgenden Zyklus wird mit RAM 2 gerechnet und RAM 1 neu gefüllt. Die berechneten komplexen Spektralwerte werden von RW 2 übernommen und entsprechend der gewünschten Darstellungsart bearbeitet. Die Binärwortlänge muß für eine ausreichende Genauigkeit ($\varepsilon \leqq 1\,\%$) im FFT-Rechner mindestens 16 bit und in der Auswerteeinheit mit der Möglichkeit einer Mittelwertbildung noch größer sein. Ein gängiger Wert für N ist 1024, bei einer gewünschten Echtzeitfrequenz von 10 kHz mit einer Abtastfrequenz von 25,6 kHz beträgt der Abstand der Spektrallinien nach Gl. (9) $F = 25$ Hz. Das Zeitfenster hat dabei die Länge $N \cdot T = 40$ ms und in dieser Zeit müssen $\frac{N}{4} \operatorname{ld} N = 2560$ komplexe oder entsprechend 10240 reelle Multiplikationen ausgeführt werden. Für eine komplexe Multiplikation stehen somit maximal 15,6 µs zur Verfügung. In dieser Zeit müssen jedoch noch Additionen und Datentransporte erfolgen.

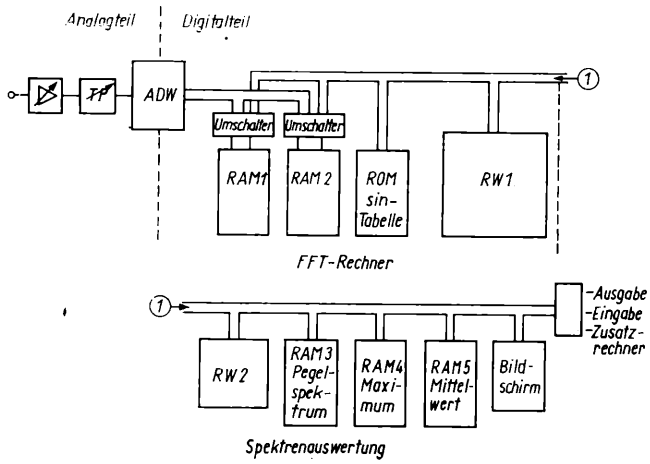


Bild 4. Blockschaltbild FFT-Analysator

Diese Zahlen verdeutlichen, daß zur Zeit der Einsatz von Mikrorechnern für die FFT mit Echtzeitforderung noch nicht möglich ist und deshalb spezielle Geräte entwickelt werden müssen.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9080

Literatur

[1] *Büttner, M.; Schüßler, H.-W.:* On Structures for the Implementation of the Distributed Arithmetik. Nachrichtentech. Z. 29 (1976) 6, S. 472–477

[2] *Brigham, E. Oran:* The Fast-Fourier-Transformation. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall 1974

[3] *Seyed Ali Azizi:* Meßtechnische Anwendung der FFT. Nachrichtentechn. Z. 34 (1981) 3, 4, 5

[4] Technical Review. Bruel u. Kjaer: (1980) 2

Dr.-Ing. *Günter Buchholz*, Dipl.-Ing. *Karlheinz Steckel*, Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, 8010 Dresden, Friedrich-List-Platz 1

Aktive RC-Schaltungen – Möglichkeiten und Grenzen

V. Seidel, KDT, Leipzig

Mitteilung aus dem VEB RFT Fernmeldewerk Leipzig

Deskriptoren: Aktive *RC*-Schaltung, integrierte Schaltungen, SC-Filter, Bandpaß, Tiefpaß, Hochpaß, Allpaß

Die aktiven *RC*-Schaltungen bilden heute eine leistungsfähige und vom Elektroniker geschätzte Filterrealisierung im Bereich niedriger bis mittlerer Frequenzen (10 Hz bis 1 MHz). Praktikable, leicht überblickbare Formen können ohne Mithilfe von Spulenspezialisten am Labortisch aufgebaut werden. Erhebliche Signalverstärkung, vor allem im Bandpaßfall, ist ohne Einsatz weiterer Verstärker möglich.
Aus der Filtertheorie sind im einfachsten Fall nur Approximationsergebnisse in Form von Polen und Nullstellen erforderlich, die als Standardapproximationen in Filterkatalogen [1] [2] [3] verfügbar sind.
Weitere Vorteile sind die Miniaturisierbarkeit und die rationelle Herstellung durch die produktiv technologischen Verfahren: Dünnschicht- oder Dickschicht-Hybridtechnik.
Durch Schichttechniken werden folgende Vorzüge erreicht:

— geringes Volumen
— höhere Zuverlässigkeit durch Verringerung der Anzahl der Lötstellen
— höhere Grenzfrequenz durch reproduzierbare Schaltungsgeometrie auf kleinem Raum
— hohe Temperaturkonstanz durch TK-Kompensation von R und C

1. Grenzen aktiver RC-Schaltungen

Der optimale Einsatz aktiver *RC*-Schaltungen erfordert die Berücksichtigung ihrer technisch-physikalischen Grenzen.

1.1. Frequenzgrenze

Als erstes ist zu überprüfen, ob die Grenzfrequenz konfektionierter oder selbst entwickelter Verstärker ausreicht die vorgegebenen Forderungen zu erfüllen. Die bei einer vorgegebenen Polgüte realisierbare Polfrequenz ω_0 ist durch die bei dieser Frequenz noch mögliche Leerlaufverstärkung $V(\omega)$ festgelegt. Die Leerlaufverstärkung $V(\omega)$ fällt durch die frequenzabhängige Stromverstärkung der Halbleiterbauelemente und bedingt durch den Schaltungsaufbau und durch die Parallelkapazitäten im Ersatzschaltbild mit wachsender Frequenz stark ab und die damit verbundene Phasendrehung verursacht Schwingneigung. Durch geeignete Frequenzkompensation wird die Schwingneigung unterdrückt und in einem weiten Frequenzbereich ein 6 dB/Oktave Verlauf erzwungen:

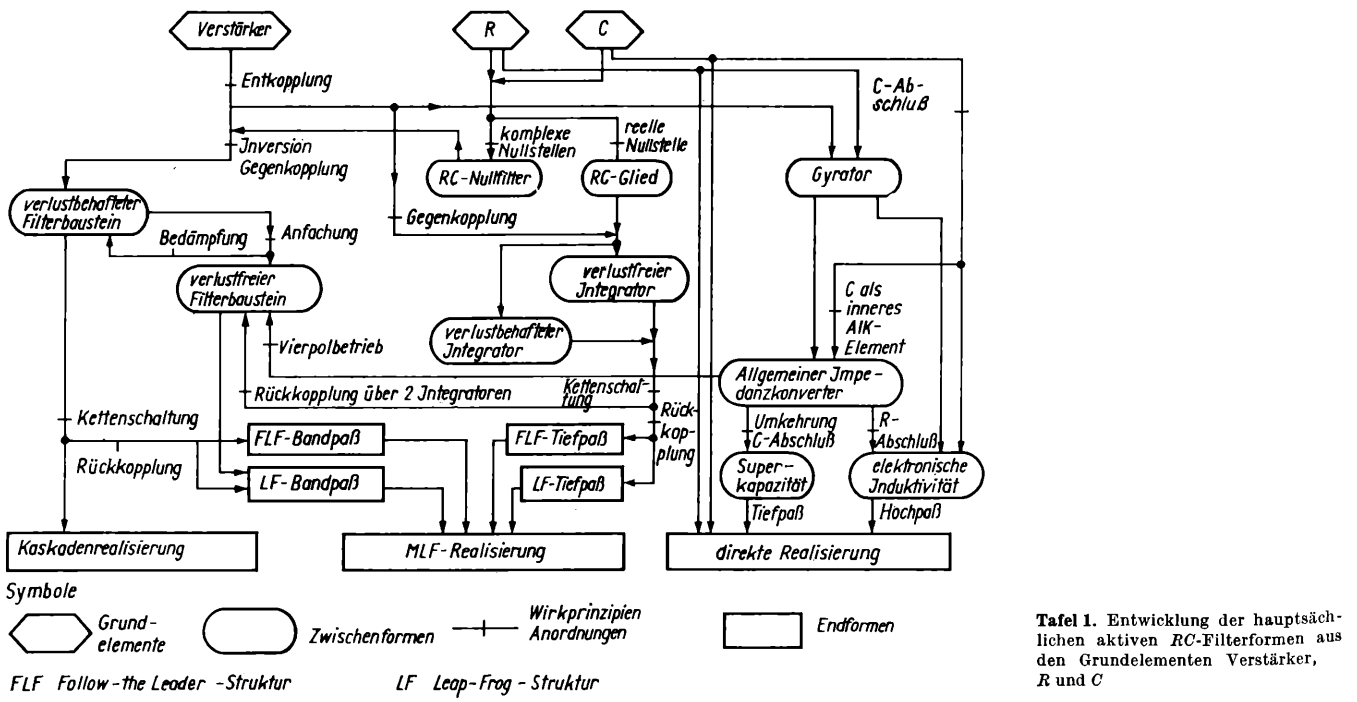
$$v(\omega) = \frac{V}{1 + \mathrm{j}\,\frac{\omega}{\omega\, g}}. \tag{1}$$

Unter dieser Bedingung gilt für die technisch bedeutsamen Filterbausteine 2. Grades (FB) der Kaskadenrealisierung:

$$V_B = V\,fg = 2\,\mathrm{K}\,Q^2 \cdot fo \cdot g \quad \begin{matrix} K = 1 \text{ optimaler FB} \\ K < 1 \text{ angefachte FB} \\ K > 1 \text{ sonstige FB} \end{matrix}$$

(fg 3-dB-Grenzfrequenz des Verstärkers, g 2 bis 20 Gegenkopplungsgrad bei fo, V_B Verstärkungs-Bandbreiteprodukt).

Soll z. B. die Polgüte $Q = 10$ bei $f_0 = \frac{\omega_0}{2\,\pi} = 10$ kHz mit einem Gegenkopplungsgrad von $g = 5$ realisiert werden, so ist ein Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von $V_B = 10^4$ kHz erforderlich. Ein Operationsverstärker mit der Leerlaufverstärkung $V = 5 \cdot 10^4$ bei tiefen Frequenzen muß dann eine 3-dB-Grenzfrequenz $f_g \geqq 2$ kHz haben.
Zahlreiche Fachbeiträge befassen sich mit der Einbeziehung realer Verstärkereigenschaften in den Schaltungsentwurf. In [4] werden für Kaskaden-Tiefpaß-Grundglieder die Polfrequenz- und Güteabweichungen ermittelt.
Für die direkte Realisierung mit Impedanzkonvertern und für mehrfach rückgekoppelte Realisierungen (im weiteren mit MLF-Schaltungen = Multiple loop feedback bezeichnet) sind [5] [6] repräsentativ.
Beim Entwurf komplizierterer Filter ist ggf. eine Schaltungsanalyse mit einem bewährten Analyseprogramm sinnvoll.



Tafel 1. Entwicklung der hauptsächlichen aktiven *RC*-Filterformen aus den Grundelementen Verstärker, R und C

1.2. Rauschgrenze

Zweitens ist zu überprüfen, ob aus dem vorgegebenen Anwendungsfall Forderungen für den notwendigen Signal-Rausch-Abstand abgeleitet werden müssen. So dienen z. B. Bandpässe in der Meßtechnik bei der selektiven Pegelmessung zur Rauschbandbegrenzung und müssen entsprechend niedriges Eigenrauschen haben. Bedingt durch die ohmschen Widerstände und Halbleiterbauelemente wird das Eigenrauschen, ebenfalls progressiv mit der Polgüte, höher als bei vergleichbaren *LC*-Filtern. Eine sorgfältige Auswahl der Realisierungsform und eine optimale Festlegung des Impedanzniveaus bei vorgegebener verzerrungsfreier Ausgangsleistung sind erforderlich. Direkte Realisierung und MLF-Realisierung sind für kritische Fälle der Kaskadenrealisierung vorzuziehen. Durch Einsatz moderner Großrechner kann mit zutreffenden Richtwerten für die Rauschkennwerte von Halbleiterbauelementen eine aussagekräftige Rauschanalyse durchgeführt werden [7].

1.3. Empfindlichkeitsgrenze

Die Flankensteilheit, die sich im Grad und der dominanten (maximalen) Polgüte ausdrückt, ist ein Maß für den Schwierigkeitsgrad des Filters. Die Empfindlichkeit aktiver *RC*-Schaltungen ist meistens größer als die vergleichbarer *LC*-Schaltungen, vorwiegend bedingt durch den Einfluß der aktiven Elemente. Auch hier ist im konkreten Fall die maschinelle Schaltungsanalyse ein wirksames Arbeitsmittel. Durch hohe Leerlaufverstärkung kann die Auswirkung ihrer starken Schwankungen klein gehalten werden. Die Bandbreite sollte bei Bandpässen 3 bis 5 % nicht unterschreiten, Filter mit dominanter Polgüte $\geqq 50$ sind ausgesprochen schwierig zu realisieren.

Es werden technisch optimale Lösungsvarianten für den Entwurf aktiver *RC*-Schaltungen mit großer Anwendungsbreite mit besonderer Betonung der modernen mehrfach gekoppelten Strukturen diskutiert. Die technische Optimierung zielt auf einen Kompromiß zwischen Aufwand (Ökonomie) und Eigenschaften ab. Einzelheiten der Schaltungsbemessung sind in [8] beschrieben.

2. Entwicklung der Hauptformen aktiver RC-Schaltungen aus den Grundelementen

Die Ableitung der einzelnen Formen aktiver *RC*-Schaltungen über Zwischenstufen aus den Grundelementen *R*, *C* und Verstärker ist in Tafel 2 veranschaulicht. Der Verstärker hat in einem aktiven *RC*-Filter folgende Wirkungen:

1. Entkopplung

Je nach der Art der gesteuerten Quelle sind der Eingangswiderstand Z_E und der Ausgangswiderstand Z_A Null oder Unendlich (spannungsgesteuerte Spannungsquelle $Z_E = \infty$, $Z_A = 0$). Dadurch wird eine wirksame Entkopplung, d. h. eine Kettenschaltung rückwirkungsfreier Blöcke möglich. Entkopplung ist die Voraussetzung dafür, daß übersichtliche berechenbare Teilnetzwerke entstehen.

2. Inversionswirkung

Die Gegenkopplung führt zu Kehrwertbildung der Übertragungsfunktionen des Rückführungsnetzwerkes, wodurch komplexe Nullstellen zu Polen werden.

3. Anfachung durch dosierte Mitkopplung zur Erhöhung der Güte.

Die Kaskadenform kann nach Tafel 1, links, als einfaches und zugleich grundlegendes *RC*-Filtermodell aufgefaßt werden. Diese Form findet sein Analogen nur für Bandpässe in den klassischen Selektivverstärkern (MF- oder ZF-Verstärker Rundfunkbandfilter) und besteht in der Kettenschaltung von rückwirkungsfreien verlustbehafteten Filterbausteinen niedrigen Grades. Der Grad 2 für die FB ist mindestens erforderlich, um komplexe Pole zu realisieren, der Grad 4 bis 5 ist für sehr niedrige Güten die obere praktische Grenze für die Realisierung mit einem Verstärker. Durch Gegenkopplung eines Verstärkers mit einer RC-Bandsperre (Nullfilter) entsteht ein rückwirkungsfreier Funktionsblock (FB). Der Verstärker erfüllt somit die Aufgaben Inversion und Entkopplung. FB mit nur einem Verstärker sind grundsätzlich verlustbehaftet und können nur durch Güteanfachung verlustfrei werden.

Mehrfach gekoppelte aktive *RC*-Filter als modernste Realisierungsform werden hier als Erweiterung des Kaskaden-Modells aufgefaßt, weil ihre Bausteine rückwirkungsfreie FB oder Integratoren sind und die Hauptformen Kaskadenanordnungen mit zusätzlichen Rückkopplungen sind.

Die FLF-Schaltungen eignen sich besonders zur Realisierung symmetrischer Bandpässe mit standardisierten auf die gleiche Frequenz abgestimmten FB mit gleicher Polgüte (angefachte Bandpaß-Grundglieder).

Als Schwerpunkt der Anwendung, besonders in der modernen Form als SC-Filter, erweist sich die Leap-Frog-(LF)-Schaltung [9] [10]. Der Anordnung der Rückkopplungsschleifen liegt das *LC*-Modell (verlustfreie Abzweigschaltung) zugrunde. Damit sind ihre Empfindlichkeitswerte ähnlich wie bei der direkten Realisierung bei geeigneter Ausführung nicht mehr zu unterbieten. Durch den Einsatz der in [11] beschriebenen invertierenden Antoniou-FB ist es möglich, leistungsfähige Filter aufzubauen und die redundanten Inverter der Integratorschleifen zu vermeiden. Wegen des Fehlens verlustloser Bandpaßgrundglieder muß eine Bruton-Transformation vorbereitend durchgeführt werden [11] [12].

Die direkte Realisierung mit Übersetzerschaltungen steht in engster Bindung mit dem *LC*-Filtermodell und ist die einzige Form zur Realisierung umkehrbarer Filter. Ausgenutzt werden die Zweipoleigenschaften einseitig abgeschlossener Impedanz-

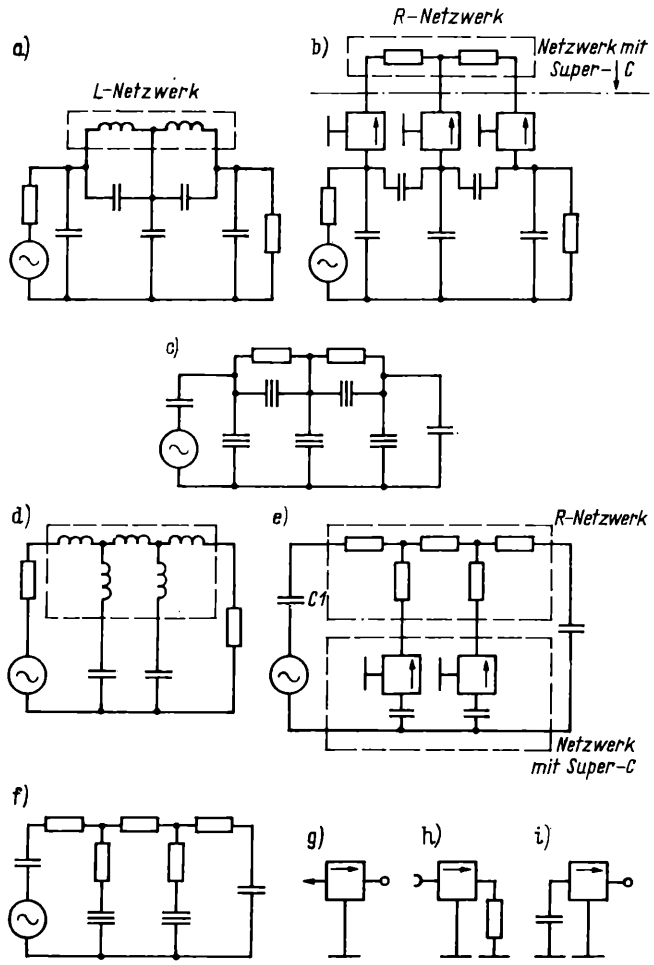


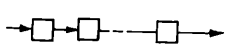
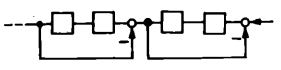
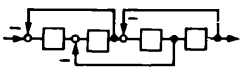
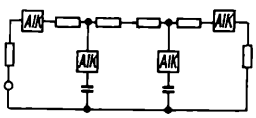
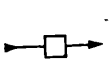
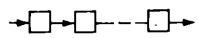
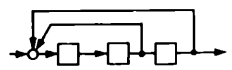
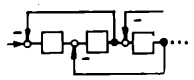
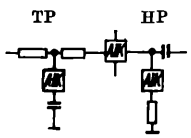
Bild 1. Tiefpaßrealisierung im Vergleich nach *Gorski-Popiel* und *Bruton* mit Impedanzkonvertern

a) spulenarmer Bezugs-*LC*-Tiefpaß, b) Ankopplung eines zusammenhängenden *R*-Netzwerkes mit *p*-Impedanzkonvertern an das verbleibende Netzwerk nach *Gorski-Popiel*, ohmsche Abschlüsse bei Einsatz von drei Impedanzkonvertern, c) Tiefpaß nach Bild 1b vom *R*-Netzwerk aus gesehen mit Superkapazitäten dargestellt, d) kondensatorarmer Bezugs-*LC*-Tiefpaß, e) Ankopplung des *R*-Netzwerkes nach *Bruton* über zwei Impedanzkonverter an die verbleibenden Kapazitäten, f) Bilde) mit Superkapazitäten dargestellt, g) Symbol für Impedanzkonverter, h) Induktivität mit Impedanzkonverter, i) Superkapazität mit Impedanzkonverter

konverterschaltungen oder Dualwandler (Gyratoren) und die Übersetzereigenschaften vierpolmäßig betriebener Konverter. Die elektronisch realisierte Induktivität wird grundsätzlich durch Dualwandlung einer Kapazität erzeugt. Der allgemeine Impedanzkonverter (AIK) mit einer inneren Kapazität (p-AIK) ist bezüglich seiner inneren Kapazität (bei reellem Abschluß) ein Gyrator.

Durch den Kunstgriff der Einführung von Superelementen wird der Aufwand zur Umgehung schwimmender Induktivitäten reduziert. Grundsätzlich genügt ein Superelement, z. B. die Superkapazität, die durch einen invers betriebenen p-AIK realisiert wird, der mit einem weiteren C abgeschlossen ist. Die von *Bruton* [23] stammende Schaltungstransformation mit Einführung von Superelementen ist anschaulich, aber grund-

Tafel 2. Praktische Einschätzung wichtiger Realisierungsformen

Art	Struktur	Formen (Merkmale)	Güte Q	Grad n	n_V	FB	Wertung
1. Tiefpässe (TP)							
1.1. Kaskaden-TP		Ohne Anfachung	0,5 bis 5	2 bis 8	1	TP-G, TP-B	I
		mit Anfachung	5 bis 20	2 bis 16	1	aTP G, aTP$_2$B	P, C II
		Zweiverstärker-FB	15 bis 30		2	AF	P, C IV
		Integratorschleife			3	I	IV
1.2. Kaskaden-TP mit Rückkopplung über 2 FB		ohmsche Rückkopplung	0,5 bis 4	4	0,5	TP-G, TP-B	IV
				8, 12		aTP-G, TP	P, C III
		kapazitive Rückkopplung	5 bis 20	4	1	aTP-B	
1.3. Leap-Frog-TP		Integrator LF-TP	0,5 bis 30	6 bis 16	3	I	P, C III
		Integrator LF-TP mit Endgliedern 2. Grades	0,5 bis 20	6 bis 16	3,1	I, TP-G	P III
1.4. AIK-TP		Bruton-Struktur Gorski-Popiel-Struktur	0,5 bis 20	3 bis 16	2 bis 3	AIK	P, C III–IV
2. Bandpässe (BP)							
2.1. Selektivverstärker 2. Grades			Vm		1	BP-G	II
		ohne Anfachung	$2Q^2$	2 bis 8	1	aBP-G	II
		mit Anfachung	$2Qf$	5 bis 20	2		P
		Zweiverstärker-FB	$2Q$	5 bis 30	2	AIK	IV
		Integratorschleife			3	I	IV
2.2. Kaskaden-BP		für $Q > 10$ Anfachung oder Zweiverstärkerschaltung Integratorschaltung	5 bis 30	4 bis 20	1	aBP-G	P I–II
					2	AF	C III–IV
					3	I	IV
2.3. Kaskade mit Rückkopplung über 2 FB		ohmsche Rückkopplung mit invertierendem und nichtinvertierendem FB	5 bis 30	4 bis 20	1	aBP-G	P III
2.4. Follow-the Leader-(FLF)-BP		FLF-BP mit Standard-FB (BP-G mit gleichem Q und ω_0) ohne Nullstellen	5 bis 20	4 bis 16	1	aBP-G	P III–IV
2.5. Leap-Frog-(LF)-BP		LF-BP ohne Nullstellen	5 bis 20	4 bis 16	1	aBP-G	P II–III
		LF-BP mit Nullstellen durch zusätzliche Kopplungen	10 bis 30	4 bis 24	2	AF	C III–IV
		durch biquad FB	15 bis 30	4 bis 24	2	AF	C IV
2.6. AIK-BP		Bruton-Struktur Gorski-Popiel-Struktur	10 bis 30	4 bis 24	2 bis 3	AIK	P, C IV

3. Hochpässe	3.1. wie 1.1. HP-G HP-B a HP-G	II	3.2 wie 1.2. III–IV,	3.3 a) Differenzierer b) duale LF-Struktur	IV 3.4. einfacher als 1.4. III
4. Bandsperren	4.1. Kaskade TP-B HP-B	I	4.2. LF-BS aus 3.3. b) mit BP-G und Sonderbaustein		IV
5. Laufzeitenzerrer	Kaskade AP	I	Lit. [14] [19]		
6. Weichen	Kaskade TP G B HP G B	I	Lit. [25]		

Q maximale Polgüte, n Grad, n_V Anzahl der Verstärker je Grad 2, Vm Mittenverstärkung, TP Tiefpaß, TP-G Tiefpaßgrundglied, TP-B Tiefpaß-Biquad, a angefacht, AP Allpaß, AIK Allgemeiner Impedanzkonverter, AF Antoniou-FB (abgeleitet aus AIK), P Polynomfilter (allgemeiner: Filter ohne Nullstellen bei endlichen Frequenzen), C Cauerfilter (allgemeiner: Filter mit Nullstellen bei endlichen Frequenzen),
Anwendungshäufigkeit: I sehr häufig, II häufig, III weniger häufig, IV selten

sätzlich äquivalent der Darstellung von *Gorski-Popiel* [24] bei der unter Verzicht auf Superelemente einfache oder komplexe L-Netzwerke (evtl. an die Mehrpole) an ihren Klemmen durch Konverter in R-Netzwerke transformiert werden.

In Bild 1 wird dieser Sachverhalt am Beispiel eines Tiefpasses 5. Grades gezeigt. Bei der spulenarmen Form a) kann das gestrichelt umrahmte L-Netzwerk über drei p-AIK in b) an das übrige Netzwerk angeschlossen werden.

Vom R-Netzwerk aus gesehen sind alle Admittanzen der übrigen Schaltung mit p zu multiplizieren und werden in c) zu C und Super-C.

Die durch Dualwandlung abgeleitete C-arme Variante in d) unterliegt den gleichen Umwandlungsgesetzen. Hier sind bei kapazitivem Abschluß nur zwei Konverter erforderlich, bei ohmschem Abschluß am Ausgang dagegen drei (C_1 R_1 kann vertauscht werden).

Beide Ansätze liefern für Tiefpässe und Bandpässe optimale Strukturen. Die praxisgerechte Anwendung von Impedanzkonverterschaltungen erfordert die Berücksichtigung realer Verstärkereigenschaften. Für den in dieser Hinsicht optimalen Antoniou-Impedanzkonverter werden entsprechende Ersatzschaltbilder in [5] bereitgestellt.

Die Entkopplungsfunktion der Verstärker wird bei der direkten Realisierung nicht genutzt. Die Abschlußwiderstände sollten im Interesse einer hohen Spannungsaussteuerung bei geringem Leistungsverbrauch hochohmig sein.

Weil ein Verstärkerausgang nicht gleichzeitig Schaltungsausgang ist, wird ein erheblicher Teil der Leistung im Netzwerk verbraucht. Begrenzte Aussteuerfähigkeit bei hoher Stromaufnahme ist nicht zu vermeiden.

3. Wichtige Realisierungsformen der Praxis

In Tafel 2 werden die wichtigsten Realisierungsformen von TP und BP vom Anwenderstandpunkt eingeschätzt. Die wichtigste und zugleich universellste Tiefpaßform ist die Kaskadenschaltung (1.1.) mit FB mit nur einem Verstärker. Für das dominante Polpaar sind bei höheren Anforderungen ggf. angefachte FB oder Mehrverstärker-FB einzusetzen.

Durch kapazitive Rückkopplung (1.2.) über 2 FB kann die dominante Polgüte um den Faktor 2 bis 3 reduziert werden. Durch ohmsche Rückkopplung über 2 FB mit niedriger Polgüte wird wegen eines reellen Eigenwertpaares ein Verstärker durch eine Trennstufe ersetzt oder ganz weggelassen.

Hohen Ansprüchen bezüglich Empfindlichkeit und Rauschen wird die aus dem LC-Bezugstiefpaß abgeleitete LF-Schaltung (1.3.) mit Integratoren gerecht. Durch zusätzliche erforderliche Inverter wird die Anzahl der Verstärker verdreifacht. Auf die große Bedeutung dieser Form als Schalter-Kondensator-Filter wurde bereits hingewiesen. Werden FB 2. Grades mit nur einem Verstärker an den Enden der Kette eingesetzt, so wird der Aufwand bei guten Empfindlichkeitseigenschaften reduziert. Die Realisierungen mit Impedanzkonvertern (1.4.) sind den LF-Integratorrealisierungen in ihrer Leistungsfähigkeit gleichwertig, jedoch sind sie an definierte Abschlüsse gebunden und die Aussteuerung ihrer Verstärker ist unübersichtlich.

Das Bandpaßgrundglied 2. Grades (2.1.), als Inversionsschaltung bevorzugt mit Güteanfachung, entspricht dem einkreisigen Selektivverstärker bei tiefen Frequenzen und ermöglicht eine hohe Mittenverstärkung.

Unkompliziert und deshalb häufig im Einsatz sind Kaskadenbandpässe (2.2.). Die hohe mögliche Stufenverstärkung kann häufig nur für die erste Stufe ausgenutzt werden, um das Eigenrauschen niedrig zu halten. Übertragungsnullstellen werden durch Einsatz biquadratischer FB erzeugt.

Die Rückkopplung über zwei FB (2.3.) entspricht dem zweikreisigen Selektivverstärker. Die Empfindlichkeit ist im Vergleich zur entsprechenden Kaskadenschaltung vermindert.

Symmetrische Follow-the-Leader (FLF)-Bandpässe (2.4.) haben ähnliche Empfindlichkeitswerte wie die Kaskadenschaltung. Mit nur einem Standard FB, dem angefachten Bandpaßgrundglied als Einsverstärkerschaltung, können viele unterschiedliche komplexe Selektionsaufgaben gelöst werden.

Symmetrische LF-Bandpässe (2.5.) ohne Nullstellen bei endlichen Frequenzen können besonders einfach aus LC-Abzweigfiltern abgeleitet und mit angefachten Bandpaßgrundgliedern 2. Grades aufgebaut werden. Niedrigere Empfindlichkeitswerte werden allerdings mit dem Antoniou-FB erzielt [12]. Filter mit Übertragungsnullstellen sind vergleichsweise kompliziert zu entwerfen.

Für AIK-Bandpässe (2.6.) gelten bei niedrigen Empfindlichkeitswerten die gleichen Einschränkungen bezüglich der Abschlußwiderstände und des Aussteuerverhaltens wie bei AIK-Tiefpässen. Für die Hochpässe gelten grundsätzlich die für die Tiefpässe angegebenen Richtlinien. Die AIK-Hochpässe sind einfacher wegen der geerdeten Induktivitäten. Für Leap-Frog-Schaltungen mit Integratoren muß zunächst ein Signalflußbild aus den Längsimpedanzen und Queradmittanzen des LC-Bezugsfilters entwickelt werden. Aus diesem Signalflußbild können durch TP-BP-Transformation auch symmetrische Bandsperren abgeleitet werden.

Die für die Datenübertragung zunehmend bedeutungsvoller werdenden Laufzeitenentzerrer können einfach und effektiv in Kaskadentechnik aufgebaut werden. Geeignet sind Universalfilterbausteine [13] bis [16] und [19].

Neuerdings hat sich auch der Einsatz aktiver Frequenzweichen in der Elektroakustik bewährt (Dreiwegebox) [25].

4. Anwendungsbeispiele

Bei der frequenzmultiplexen Mehrkanaltechnik haben frequenzselektive Netzwerke eine hohe Bedeutung. Die technische Weiterentwicklung der Geräte der Trägerfrequenztechnik war daher eng mit der Entwicklung der elektrischen Filter verkoppelt. Das Volumen des Bauelementes Spule kann nicht weiter reduziert werden. Verständlich war daher das Bestreben, die Kanalfilter mit aktiven RC-Filtern zu realisieren.

Darüber hinausgehend und zugleich rückblickend soll hier über Versuche berichtet werden, Primärgruppenbandpässe durch

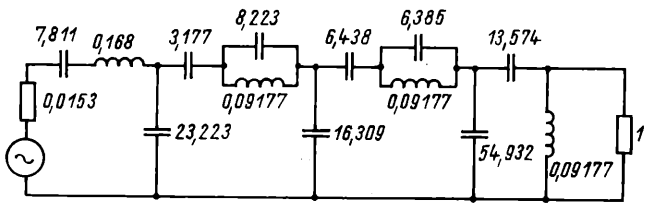


Bild 2. Anwendungsbeispiel 16-kHz-Bandpaß als Modellfall für einen Primärgruppenbandpaß im Frequenzbereich 502 bis 552 kHz normierte Darstellung (Mittenfrequenz $\omega_m = 1$)

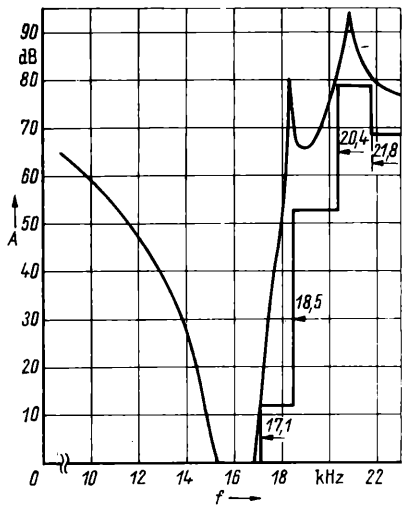


Bild 3. Berechneter Dämpfungsverlauf des 16-kHz-Bandpaß, Durchlaßbereich: 15,27 bis 16,73 kHz, $A = \pm 0{,}18$ dB bezogen auf die Mittenfrequenz 16 kHz

Pole	Nullstellen
$-0{,}010135 \pm j\,1{,}0528$	$\pm j\,1{,}1539$
$-0{,}028908 \pm j\,1{,}0285$	
$-0{,}035474 \pm j\,0{,}98369$	$\pm j\,1{,}307$
$-0{,}016592 \pm j\,0{,}94409$	

normiert, Mittenfrequenz = 1

Einsatz aktiver Elemente zu realisieren. Die Beispiele ermöglichen eine reale Einschätzung der erreichbaren Grenzen der Leistungsfähigkeit der aktiven *RC*-Technik.

Diese Kanalbündel übertragenden Bandpässe im Frequenzbereich 312 bis 552 kHz müssen extrem hohe Anforderungen hinsichtlich Grundgeräusch (Signal-Rausch-Abstand > 90 dB) und belastungsabhängigem Geräusch (Klirrdämpfung $a_{k2}, a_{k3} \geqq 80$ dB) erfüllen und werden in vergleichsweise hohen Stückzahlen in Trägerfrequenzsystemen eingesetzt.

Mit den heute verfügbaren Operationsverstärkern sind die hier erforderlichen Polgüten $Q_{max} \approx 50$ bei der hohen Mittenfrequenz (528 kHz im kompliziertesten Fall) nicht mehr realisierbar. Deshalb wird der Modellfall mit der Mittenfrequenz 16 kHz (Faktor 33) untersucht, um Aussagen darüber zu treffen, ob die Forderungen bezüglich Eigenrauschen und Klirrdämpfung erfüllt werden können.

4.1. Bandpaß mit Impedanzkonvertern (Tafel 2, Zeile 2.6.)

Der *LC*-Bezugsbandpaß ist in Bild 2 und der Dämpfungsverlauf mit den Eigenwerten in Bild 3 angegeben.

Durch Dualwandlung, Vertauschen von Eingang und Ausgang, mehrfache Norton-Transformation und Multiplikation der Admittanzen mit der komplexen Frequenz p wird die Ausgangsschaltung so umgewandelt, daß eine günstig mit Konvertern zu realisierende Schaltung (Bild 4) entsteht (alle Super-*C* haben den Wert 1).

Mit drei als Zweipol und einem als Vierpol betriebenen Konvertern benötigt der Bandpaß minimalen aktiven Aufwand und hat zunächst *C*-Abschluß. Durch Vertauschen mit dem parallel liegenden *R* ist die Schaltung mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 1,22 wieder reell abgeschlossen.

Die mit 8 Operationsverstärkern A 109 realisierte und in [17] beschriebene Schaltung benötigt bei einer Betriebsspannung von $\pm$ 15 V eine Versorgungsleistung von 630 mW.

Die Ausgangspegel des einzelnen Operationsverstärkers sind stark unterschiedlich und nehmen für die Verstärker des vierpolmäßig betriebenen Konverters Maximalwerte an, die etwa 16 dB größer sind als der Bandpaß-Ausgangspegel.

Bei diesen Pegeln werden die zulässigen Klirrforderungen stark verletzt und erst bei einem etwa 20 dB niedrigerem Ausgangspegel ist ihre Einhaltung möglich.

Weitere erreichte Daten sind:

Maximale Sperrdämpfung	81 dB und 94 dB
Welligkeit	$< 0{,}2$ dB
Abweichung der Mittenfrequenz	$< 2{,}5^0/_{00}$

Die absolute Rauschausgangsspannung berechnet für die Kanalbandbreite (1,7 kHz Rechteckbandbreite) beträgt im Durchlaßbereich — 98 dB, was für ein aktives *RC*-Filter dieses Schwierigkeitsgrades ein sehr hoher Wert ist.

Auf Grund der ungünstigen Aussteuerungsverhältnisse beträgt der Signal-Rausch-Abstand aber bei dem Nennpegel von — 22 dB (wegen geforderter Übersteuerungsfestigkeit) nur 73 dB. Nur durch Reduzierung der Pegelunterschiede ist eine Verbesserung zu erreichen.

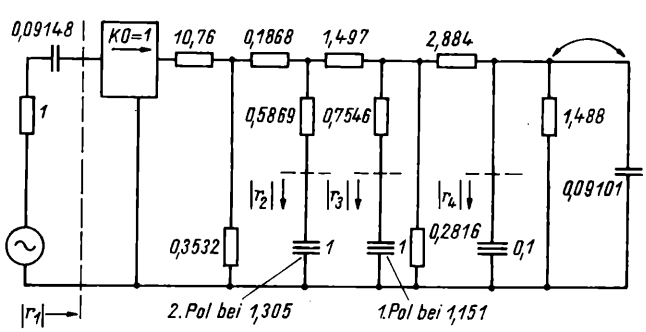


Bild 4. 16-kHz-Bandpaß nach Dualwandlung und Bruton-Transformation in normierter Darstellung; als Bezugsgrößen wurden $R_B = 2{,}011$ kΩ, $f_B = 16$ kHz und $C_B = 4{,}7$ nF gewählt

Tafel 3. Werte der FB-Übertragungsfunktionen ermittelt aus der LF-Schaltungssynthese des 16-kHz-Bandpasses. Polgüten Q, Pol- und Nullstellenfrequenzen ω_0 und ω_N, Bezugsschaltelemente C_B, R_B, Übertragungskonstanten; K_{Vi} Vorwärtsrichtung, K_{Ri} Rückkopplung

Nr. FB:	1	2	3	4
Q	11,027	∞	∞	10,893
ω_0	1,0104	1,015	1,009	1,0017
ω_N	–	1,152	1,307	–
$r = \left(\frac{\omega_N}{\omega_0}\right)^2$		1,288	1,677	
C_B in nF	2	5	5	1,648
R_B in kΩ	4,925	1,961	1,972	6,025
K_{Ri}	0,13602	0,1851	0,0624	–
K_{Vi}	0,1566	0,1451	0,1031	0,1434
T_i	TP-G	TP-B	TP-B	HP-G

TP-G: $T_1 = \dfrac{1}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2}$ TP-B: $T_2, T_3 = \dfrac{p^2 + \omega_N^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2}$

HP-G: $T_4 = \dfrac{-p^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2}$ $\omega_N > \omega_0$

TP-G Tiefpaß-Grundglied, HP-G Hochpaß-Grundglied
TP-B biquadratischer Tiefpaß-Filterbaustein

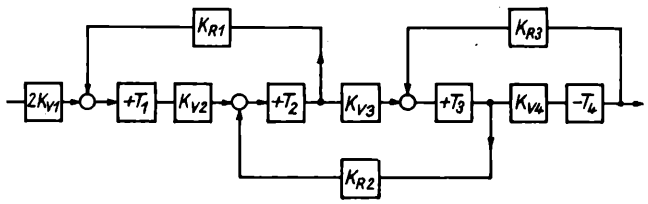


Bild 5. 16-kHz-Bandpaß

Signalflußbild der Leap-Frog-Realisierung; Werte zur Bemessung der FB in Tafel 4

4.2. Bandpaß als Leap-Frog-Schaltung

Zur Realisierung der LF-Schaltung mit Übertragungsnullstellen kann ebenfalls vom *LC*-Bezugsbandpaß ausgegangen werden. Die Umformung des Signalflußbildes oder die Aufstellung der Zustandsgleichung führt auf zusätzliche Kopplungen für die Übertragungsnullstellen.

Eine andere Möglichkeit ist die Synthese des Bandpasses mit verlustfreien biquadratischen Impedanzfunktionen, die dann als biquadratische FB realisiert werden [21] [22].

Aus der vorgegebenen Übertragungsfunktion wird das Reflektanzpolynom so bestimmt, daß umgekehrt zum *LC*-Fall von einer Blindleistungsübertragung ausgegangen wird. Durch den folgenden Abspaltprozeß werden die inneren Impedanzen gerade (biquadratische) Funktionen und die Abschlußimpedanzen ungerade. Die mit Einsatz der Rechentechnik ermittelten Eigenwerte der FB und die Koppelkonstanten sind in Tafel 3 zusammengestellt.

Bild 5 zeigt das zugehörige Signalflußbild. Im Versuchsaufbau wurden ein nichtinvertierendes Hochpaßgrundglied, zwei verlustfreie nichtinvertierende Antoniou-FB und ein invertierendes Tiefpaßgrundglied eingesetzt (6 Operationsverstärker).

Die Koppelkonstanten wurden so berechnet, daß die Ausgangspegel nicht mehr als 3 dB Unterschied haben. Dadurch ist ein bedeutend höherer maximaler Ausgangspegel möglich. Die ungünstigsten Werte des Rauschausgangspegels sind — 83 dB bei 16,8 kHz. Schaltungsdetails sind in [18] beschrieben.

Zum Variantenvergleich werden darüber hinaus der in [8] angegebene symmetrische Potenzbandpaß mit verminderter Steilheit der oberen Flanke und die in [7] bezüglich Rauschen untersuchte Schaltung mit den in [20] beschriebenen aktiven Funktionsblöcken mit elektromechanischen Resonatoren einbezogen. Der Vorteil dieser Variante besteht in der Entschärfung der Anforderungen an die Operationsverstärker hinsichtlich ihrer Grenzfrequenz und der damit möglichen Realisierung bei der Mittenfrequenz 528 kHz.

Tafel 4. Vergleich der Eigenschaften verschiedener Realisierungsformen

	Maximale Empfindlichkeit	P_R dB	P_A dB	P_N dB	P_N-P_R dB	Anzahl der OV
AIK-Bandpaß Bild 4	4,2	− 95	3	− 22	73	8
LF-Bandpaß Bild 5	5	− 83	15	− 10	73	6
LF-Bandpaß ([8] Bild 1 d)	5,8	− 87	15	− 10	77	8
LF mit elektromechanischen Schwingern ([7] Bild 5)	7	− 93	15	− 10	83	4

P_R Grundgeräusch berechnet mit f = 1,7 kHz (Maximalwert bei 16,8 kHz)
P_A Ausgangspegel, wenn ein OV die Grenze + 18 dB erreicht
P_N Nennpegel, P_A − 25 dB, $P_N - P_R$: Signal-Rausch-Abstand

Die Rauschberechnung wurde mit dem Programm RAUES [7] unter Verwendung der Rauschersatzquellen in Kettenform mit den spektralen Leistungsdichten

$$S_{IR} = 10^{-7} \frac{(\mu A)^2}{\text{MHz}}, \qquad S_{UR} = 6 \cdot 10^{-5} \frac{(\text{mV})^2}{\text{MHz}}$$

der Operationsverstärker durchgeführt.
Die Ergebnisse wurden in Tafel 4 zusammengestellt. Die AIK-Schaltung hat die kleinsten Empfindlichkeiten und auch die niedrigsten Rauschausgangspegel. Wegen ihres ungünstigen Aussteuerverhalten ist aber ihr Signal-Rausch-Abstand mit nur 73 dB zu gering (Zielwert 90 dB). Dagegen wird eingeschätzt, daß die Forderungen an die Verzerrungsfreiheit (nichtlineares Nebensprechen, Belastungsgeräusch) eingehalten werden können. Die Ergebnisse zeigen, daß aktive *RC*-Filter wegen des zu hohen Grundgeräuschs und Leistungsbedarfs zur Realisierung von Primärgruppenbandpässen nicht geeignet sind. Mit den hier vorgestellten Bestwerten (die Kaskadenschaltung bleibt wegen zu hoher Güte außer Betracht) können die Grenzen der Anwendung sehr genau eingeschätzt werden. Aktive *RC*-Filter werden hauptsächlich als Filter für niedrige Frequenzen in der Geophysik, der Seismologie der Schwingungsmeßtechnik und der Elektroakustik eingesetzt.
Attraktiv ist ferner ihre Anwendung als Glättungsfilter für Digital- und Abtastfilter und als Laufzeitentzerrer.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9081

Literatur

[1] *Saal, R.:* Handbuch zum Filterentwurf, Berlin und Frankfurt (Main): AEG Telefunken, 1979
[2] *Christian, E.; Eisenmann, E.:* Filter design tables and graphs. New York, London, Sydney: John Wiley and Sons, 1969
[3] *Fritzsche, G.:* Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik. Berlin: VEB Verlag Technik, 1976
[4] *Budak, A.; Petrela, D. M.:* Frequenzy limitations of active filters using operational amplifiers. IEEE-Trans. CT-19 (1972) 4, S. 322 – 328
[5] *Thimm, R.:* Entwurf aktiver RC-Filter mit nichtidealen Impedanzkonvertern. Archiv für Elektrotechnik 58 (1976) S. 245 – 258
[6] *Gensel, J.:* Einflüsse der komplexen Verstärkung auf aktive Filter in MLF-Technik. 23. IWK, TH-Ilmenau, 1978, Vortragsreihe Nachrichtentechnik, S. 13 – 16
[7] *Seidel, V.; Elst, G.:* RAUES, ein Analyse- und Rauschanalyseprogramm für aktive Analognetzwerke, Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 12, S. 494 – 499
[8] *Fritzsche, G.; Seidel, V.:* Aktive RC-Schaltungen in der Elektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1981
[9] *Fritzsche, G.; Seidel, V.:* Wissenschaftlich technischer Fortschritt demonstriert am Entwurf aktiver RC-Schaltungen. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 9, S. 361 – 365
[10] *Brodersen, R.; Gray, P.; Hodges, D.:* MOS switched capacitor filters. Proc. IEEE 67 (1979) 1, S. 61 – 75
[11] *Seidel, V.:* Realisierung von frequenzsymmetrischen Bandpässen als RC-aktive Leap-Frog-Schaltungen. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 2, S. 55 – 59
[12] *Seidel, V.:* Leap-Frog bandpass realization with sections based on Antoniou impedance converter network. SSCT 1982 Prag Proceedings short contributions, S. 426 – 430
[13] *Friend, J.; Cliff, A.; Hilbermann, D.:* STAR, an active biquadratic filter section IEEE Trans. CAS-22 (1975) 2, S. 115 – 121
[14] *Delyannis, T.:* RC -active allpass sections. Elektronics Letters 5 (1969) 3, S. 59 – 60
[15] *Seidel, V.:* Anwendung eines universellen aktiven RC-Filterbausteins. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 7, S. 275 – 280
[16] *Fliege, N.:* A new class of second-order RC-active filters with two operational amplifiers. Nachrichtentechn. Z. 26 (1973) 6, S. 279 – 282
[17] *Hedergott, V.:* Einsatz von Allgemeinen-Immittanz-Konvertern (AIK) in Filterschaltungen. Diplomarbeit, Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List", Dresden 1980
[18] *Hirte, H.:* Aktive RC-Leap-Frog-Filter mit Zweiverstärker-Funktionsblöcken. Diplomarbeit, Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List", Dresden, 1982
[19] *Seidel, V.:* Aktive RC-Realisierung mit universellen biquadratischen Filterbausteinen. Nachrichtentechn., Elektron. 32 (1982) 4, S. 151 – 160
[20] *Gensel, J.:* Die Verwendung elektromechanischer Resonatoren in aktiven Filtern, Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 2, S. 52 – 55
[21] *Szentirmai, G.:* Synthesis of multiple-feedback active filters. Bell Syst., Techn. J. 52 (1973) 4, S. 527 – 555
[22] *Tuttle, D. F.:* A common basis of the Darlington and Szentirmai network synthesis. Proc. IEEE 62 (1972) 10, S. 1389 – 1390
[23] *Bruton, L. T.:* Network transfer functions – the concept of frequency-dependent negative resistance. IEEE Trans. CT-16 (1969) 3, S. 406 – 408
[24] *Gorski-Popiel, J.:* RC-active Synthesis using positive immittance converters. Electronics Letters 3 (1976) S. 381 – 382
[25] *Horst, M.:* Berechnung korrigierter aktiver Frequenzweichen. Funkschau 51 (1979) 26, S. 1505 – 1509 und 52 (1980) 1, S. 82 – 86

Dr.-Ing. *Volkmar Seidel*, VEB Fernmeldewerk Leipzig, 7027 Leipzig, Melscherstr. 7

K 1520-kompatibler Digitalfilter-Prozessor auf U 830-Basis

J. Lutzmann, H. Unger, Greifswald

Mitteilung aus der Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik

Deskriptoren: Filter, Frequenzfilter, digital, Blockschaltbild, Funktionsweise, Mikroprozessor, Rechnerkopplung, Mikroprogrammierung, Abtastfrequenz, Tiefpaß

Die großen Fortschritte bei der Entwicklung hochintegrierter digitaler Schaltkreise und deren breite Anwendung in der elektrischen Meßtechnik, der Regelungstechnik und der Informationsverarbeitung und -übertragung legen es nahe, eine der Grundaufgaben der elektrischen Signalverarbeitung, die Filterung von Signalen, mit digitalen Mitteln zu realisieren. Die Entwicklung von Digitalfiltern enthält neben der in den letzten Jahren weit ausgebauten Filtersynthese und -analyse [1] bis [3] die Realisierung dem technologischen Stand entsprechend.
Für zweiseitig abgeschlossene Tief- und Bandpaßfilter in Abzweigstruktur mit getakteten Integratoren liefern die in [4] bis [6] vorgestellten Synthesetheorien die vollständige Grundlage für eine exakte Synthese. Die Berechnung der Filterkoeffizientensätze kann mit einem universellen Syntheseprogrammpaket [7] auf einem Großrechner erfolgen.
Im folgenden wird ein Digitalfilterprozessor für digitale Abzweigstrukturen beschrieben, der als Ergänzungsbaustein im K 1520 Mikrorechnersystem einsetzbar ist und der den Zentralrechner bei On-line-Filteraufgaben softwaremäßig entlastet.

1. Grundlagen

Die Eigenschaften digitaler Abzweigstrukturen mit Tiefpaßcharakteristik sind unter der Voraussetzung einer Festkommaarithmetik in [8] untersucht worden. Sie zeichnen sich vor allem bei Verwendung von optimierten Übertragungsfunktionen

$$\tilde{G}(z) = \frac{z^{-1} + 1}{1 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_n z^{-n}} \tag{1}$$

durch

- günstige Koeffizientenempfindlichkeit
- ausgeglichene innere Dynamik
- günstige Rauscheigenschaften

aus [9]. Diese Eigenschaften schaffen günstige Voraussetzungen für die digitale Echtzeitverarbeitung.
Bild 1 stellt eine Tiefpaß-Abzweigstruktur mit getakteten Integratoren in den Querzweigen dar, die die Übertragungsfunktion

$$G_I(z) = P^{-1};\ P = z^{1/2} - z^{-1/2} = \left(\frac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}\right)^{-1} \tag{2}$$

und zunächst eine Verzögerung um eine halbe Samplingperiode haben. Für die digitale Realisierung sind nur Verzögerungen um ein ganzzahliges Vielfaches von T_S zulässig. Deshalb wird die Struktur mit üblichen systemtheoretischen Methoden [4] in die in Bild 2 dargestellte Form mit $m_0 = m_8 = 1$ übergeführt. Aus

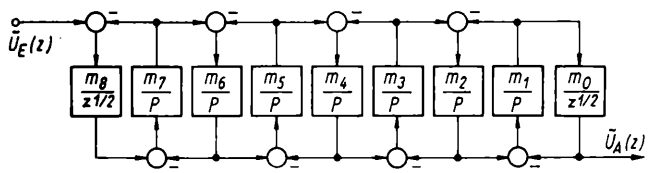


Bild 1. Abzweigstruktur mit getakteten Integratoren

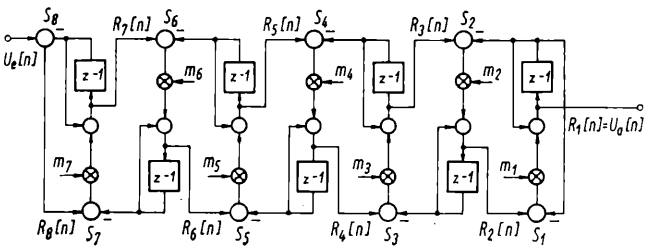


Bild 2. Digitale Abzweigstruktur 7. Ordnung

dieser Struktur läßt sich unmittelbar ein System von Differenzengleichungen

$$R_8[n] = (U_e[n] - R_7[n-1])$$

$$R_i[n] = (R_{i+1}[n] - R_{i-1}[n-1]) \times m_i + R_i[n-1];\ i = 7 \cdots 2 \tag{3}$$

$$U_a[n] = R_1[n] = (R_2[n] - R_1[n-1]) \times m_1 + R_1[n-1]$$

herleiten, das das Filter im Zeitbereich beschreibt. Die Nullstelle von Gl. (1) bei $z = -1$ wird zu Beginn jedes Abarbeitungszyklus durch ein vorgeschaltetes nichtrekursives Filter mit

$$U_e[n] = U_a^*[n] = U_e^*[n] + U_e^*[n-1] \tag{4}$$

gebildet.
Das Gleichungssystem Gln. (3) und (4) läßt sich unmittelbar mit Rechenwerken nachbilden.

2. Forderungen an den Digitalfilterprozessor

Für die Realisierung des Digitalfilters sollten folgende Forderungen:

- Realisierung von rekursiven Filtern hoher Ordnung $n = 2$ bis 10
- Echtzeitverarbeitung von Meßsignalen mit Samplingfrequenzen bis $f_S = 10$ kHz
- hohes Signal-Rausch-Verhältnis SRN > 60 dB
- Kompatibilität zum K 1520 System

erfüllt werden.

Die Einhaltung des hohen Signal-Rausch-Verhältnisses erfordert den Einsatz von Signalwortlängen SW $\geqq 16$ bit. Eine reine Software-Implementation auf einem K 1520 Rechner wird wegen zu großer Rechenzeiten der Forderung nach Echtzeitverarbeitung nicht gerecht. Das ist auf die zeitaufwendige Verarbeitung von Signalwortlängen SW > 8 bit auf einer 8 bit-ZVE und auf die (wegen der geringen Zahl der ZVE internen Register) notwendigen Register-Speicherplatzoperationen zurückzuführen, die die Rechenzeit wesentlich verlängern.
Die im weiteren beschriebene Lösung geht vom verfügbaren MSI- und LSI-Bauelementesortiment aus und ist eine mögliche Realisierungsform eines Digitalfilters mit einer mikroprogrammierbaren Verarbeitungseinheit (Filterprozessor) mit klassischer Arithmetik.
Ein wesentlicher Baustein des Filterprozessors ist der U 830, der folgende für den Einsatz in der digitalen Signalverarbeitung günstige Eigenschaften hat:

- Kaskadierbarkeit zu Verarbeitungsbreiten von $k \times 8$ bit (ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand bis $k \leqq 4$)

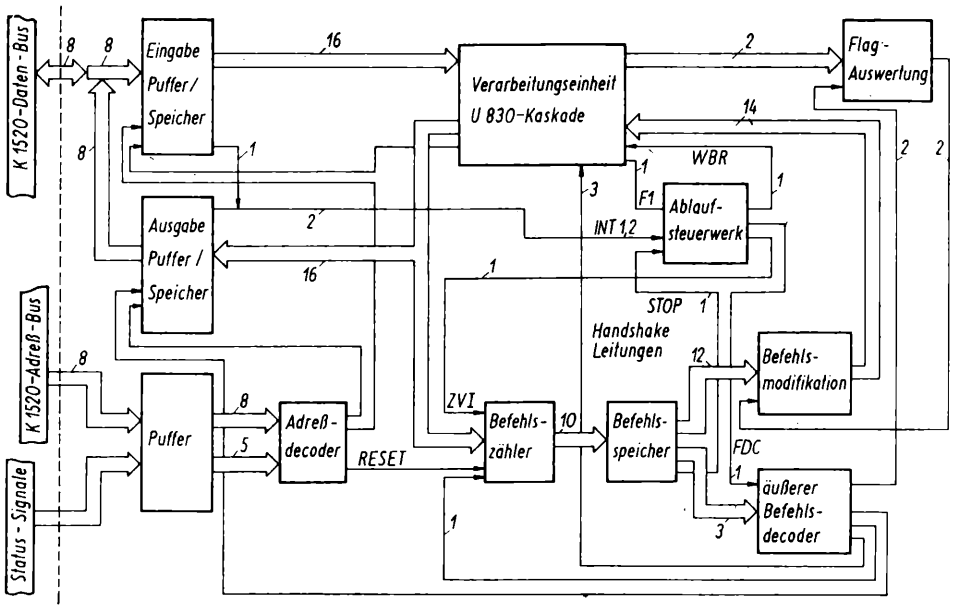


Bild 3. Blockschaltbild Digitalfilterprozessor

Tafel 1. Subadressen des Filterprozessors

Adreßname	Codierung der Subadresse A0	A1	Wirkung
HWDR*	1	1	Eingabe höherwertiger Adreßbytes[1]) Hardware-RESET
HWDR	1	0	Ein/Ausgabe höherwertige Datenbytes[1])
NWDR	0	X	Eingabe niederwertige Daten- oder Adreßbytes oder Ausgabe niederwertige Datenbytes[1])

* beliebiger Zustand

[1]) Alle Ein/Ausgaben wirken auf den entsprechenden Pufferspeicher des Filterprozessors

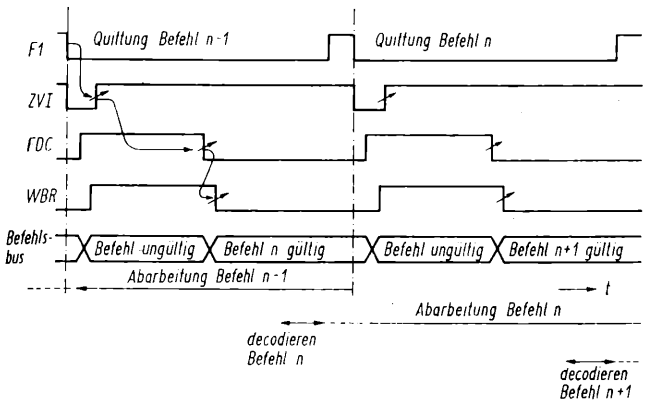


Bild 4. Zeitdiagramm der Befehlsabarbeitung

– umfangreicher Befehlssatz (u.a. arithmetisch/logische Befehle, Verschiebeoperationen, Transportoperationen)

– Abarbeitung von Wortbreiten 8 bit $\leqq$ SW $\leqq$ 32 bit ohne wesentliche Verlängerung der Zykluszeit des Einzelschaltkreises

– 18 interne Register, die bez. der Befehlsabarbeitung alle als Akkumulatoren verwendbar sind

– Statusinformationen durch Flagregister [N Flag-Negativbit (Vorzeichen), V Flag-Overflowbit, Z Flag-Zerobit, C Flag-Carrybit]

– Ein/Ausgabe von Daten über zwei unabhängige bidirektionale Kanäle (K1, K2) mit der gesamten Datenwortbreite der Kaskade.

3. Aufbau des Filterprozessors

Das Blockschaltbild des Digitalfilterprozessors ist in Bild 3 dargestellt. Je nach erforderlicher Signalwortbreite (16 oder 24 bit) besteht die Verarbeitungseinheit des Filterprozessors aus 2 bzw. 3 kaskadierten U 830 Schaltkreisen.

Über die Flag-Auswertung, die die Statusinformationen der U 830 verarbeitet, und die Befehlsmodifikation ist die Bekämpfung von Overflow-Oszillationen des Filters möglich (s. Abschn. 5). Der Anschluß an den Mikrorechner erfolgt über ein der K 1520-Bus-Norm entsprechendes Interface [10].

Vom K 1520 werden sowohl die zu filternden Signalworte als auch die Steuerinformationen, die die Initialisierung des Filterprozessors und den Sprung auf die Anfangsadresse der Filterroutine (Filteradresse) auslösen, eingegeben. Der als periphere Einheit arbeitende Filterprozessor wird mit der 6-bit-(A_7 bis A_2) E/A-Toradresse (Moduladresse) adressiert. Die Steuerung des Datenverkehrs zwischen K 1520 und E/A-Pufferspeicher (4 × MH 3212) und die Erkennung, ob die eingegebene Information Datenwort oder Adresse ist, erfolgt im Adreßdecoder, der die Moduladresse, die Subadresse (s. Tafel 1) und die K 1520-Statussignale zu Steuersignalen verknüpft.

Der Datentransport im Filterprozessor erfolgt auf zwei getrennten Kanälen (K1 Eingabekanal, K2 Ausgabekanal) unabhängig von der internen Signalwortbreite der Verarbeitungseinheit mit einer Datenwortbreite von 16 bit.

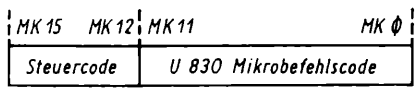
Das zeitlich richtige Zusammenwirken der Baugruppen des Filterprozessors wird durch das Ablaufsteuerwerk koordiniert. Es leitet aus der HL-Flanke von F1 (Quittung der Befehlsübernahme durch die U 830 Kaskade) den Zählimpuls ZVI für den Programmzähler, die Decoderfreigabe FDC und das Gültigsignal für die Mikrobefehle des U 830 WBR ab (s. Bild 4). Auf diese Weise wird jeweils während der Abarbeitung eines Befehls bereits der folgende Befehl gültig gemacht, so daß er im U 830 decodiert werden kann (überlappte Arbeitsweise s. [11]).

Die vom Filterprozessor auszuführenden Operationen werden durch 16-bit-Befehlsworte, die in zwei 1024 × 8 bit Speichern abgelegt sind, gesteuert. Die Befehlsworte haben die im Bild 5 dargestellte Grundstruktur. Die Befehlsbits MK Ø – MK 11 sind im unveränderten U 830-Code entsprechend dem abzuarbeitenden Algorithmus gespeichert. Sie gelangen über die Befehlsmodifikationsschaltung (s. u.), die auch den Befehl auf die volle, für den U 830 erforderliche Befehlsbreite von 14 bit durch MK 12 = MK 13 = Ø ergänzt, zur Verarbeitungseinheit.[2])

Aus den Steuerbits MK 12 – MK 14 werden im Befehlsdecoder eine Reihe für die Zusammenarbeit der Verarbeitungseinheit mit den übrigen Filterprozessorbaugruppen notwendige Steuersignale generiert (z. B. wird das E/A-Kanalhandshake programm-

[2]) Nahezu der gesamte Befehlsumfang des U 830 ist somit nutzbar. Ausnahmen bilden Operationen, die Flag-Informationen der vorhergehenden Operation aus dem Akkumulator 2 benötigen.

Bild 5
Grundstruktur der Befehle des Filterprozessors



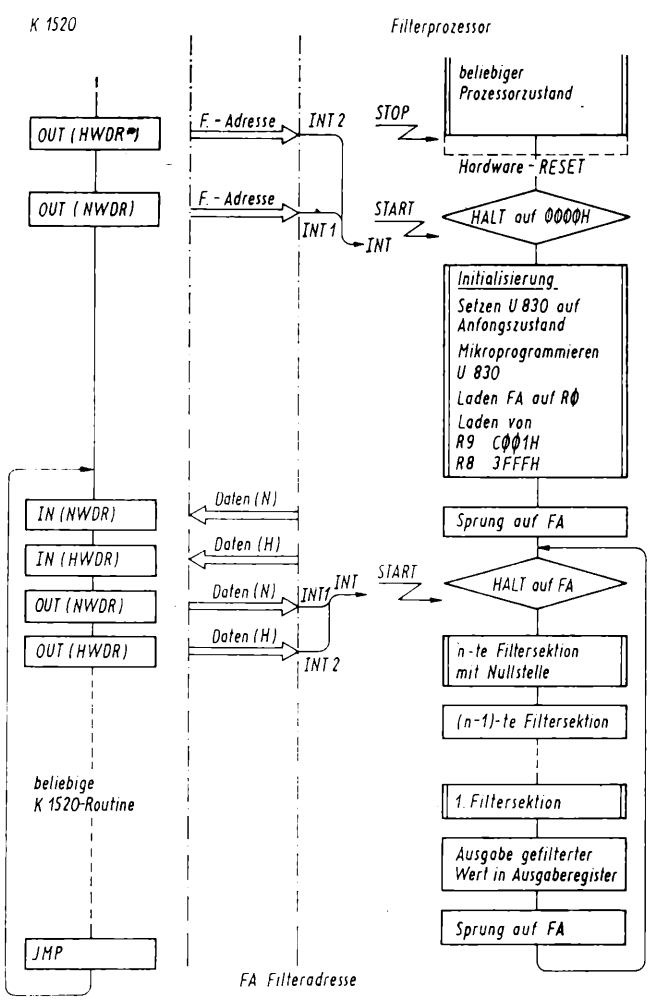


Bild 6. Programmablauf einer Filterroutine

gesteuert), ferner werden hier die die Befehlsmodifikation und die Flagauswertung aktivierenden Signale erzeugt. MK 15 = Ø stoppt die Programmabarbeitung.

4. Funktionsweise des Filterprozessors

Das Zusammenwirken K 1520-Filterprozessor und der Verarbeitungsablauf im Filterprozessor ist in Bild 6 als Flußbilddiagramm dargestellt. Vor der Eingabe des ersten Wertes einer zu filternden Signalfolge ist der Filterprozessor in den Bereitschaftszustand zu bringen.

Dazu wird von K 1520 zunächst der höherwertige Teil der Filteradresse durch Ausgabe auf Toradresse HWDR* in den Puffer/Speicher geladen. Die Ausgabe auf diese Adresse bewirkt gleichzeitig, daß der Programmzähler auf Null, die E/A-Puffer kurzzeitig zurückgesetzt werden. Bei dem auf Adresse ØØØØH stehenden Befehl ist das Steuerbit MK 15 = Ø gesetzt, so daß der Programmablauf gestoppt ist. Nach dem Laden des niederwertigen Teils der Filteradresse erzeugen die E/A-Puffer die Signale INT 1, 2, die die Abarbeitung der Initialisierungsroutine starten (s. Bild 6). Die in dieser Routine vorgenommene Mikroprogrammierung der U 830 wird mit einem Befehl für alle Schaltkreise gleichzeitig vorgenommen. Die notwendigen Unterschiede im Befehlscode, die zur Festlegung der Schaltkreisherstellung in der U 830-Kaskade erforderlich sind, werden durch vom Befehlsdecoder initierte logische Verknüpfung direkt in der Verarbeitungseinheit erzeugt (Befehlsmodifikation).

Nach der Initialisierung bewirkt die Ausgabe der in der U 830 Verarbeitungseinheit durch das Initialisierungsprogramm gespeicherten Filteradresse auf den Programmzähler den Sprung in die eigentliche Filterroutine. Jede Filterroutine beginnt mit einem Befehl, bei dem das Steuerbit MK 15 = Ø ist. Somit ist die Befehlsabarbeitung gestoppt (Bereitschaftsstellung), bis die Werte einer zu filternden Signalfolge vom K 1520 eingelesen werden. Zuvor sind jedoch vom K 1520 die im letzten Zyklus ermittelten Filterergebniswerte aus dem Ausgabe-Puffer/Speicher auszulesen [IN, (NWDR, IN (HWDR)].

Nach erfolgter Eingabe [OUT (NWDR), OUT (HWDR)] des Signalwortes wird die Filterroutine automatisch mit INT 1, 2 gestartet. Die Abarbeitung des Filteralgorithmus nach den Gln. (3) und (4) erfolgt streng seriell ohne Sprünge und bez. des K 1520-Taktregimes asynchron und autonom.

Die Multiplikation in Gl. (3) erfolgt softwaremäßig durch Verschiebe, Additions- und Substraktionsbefehle, die entsprechend den Filterkoeffizienten m_i für jede Sektion fest programmiert werden. Somit wird auf Kosten des Speicherplatzes eine zeitoptimale sprungfreie Multiplikation erreicht, die besonders bei kurzen Koeffizientenwortlängen effektiv ist.

Am Schluß der Routine werden die Ergebniswerte in den Ausgabe-Puffer/Speicher geladen. Anschließend erfolgt der Sprung zur Filteradresse in der beschriebenen Weise.

Die zeitliche Koordinierung der Zusammenarbeit K 1520 — Filterprozessor wird vom K 1520 durchgeführt, der nur zu garantieren hat, daß der zeitliche Abstand zwischen zwei Datenübertragungen K 1520 — Filterprozessor größer als die für das jeweilige Filter konstante Abarbeitungszeit ist. Bis auf diese Ein- und Ausgabeoperationen ist also der K 1520 vom Filtervorgang durch den Filterprozessor voll entlastet.

5. Überlaufbehandlung

Überlaufoszillationen, die bei der Verwendung der üblichen Zweierkomplementdarstellung auf Grund der Überlaufcharakteristik nach Bild 7a auftreten, können durch die Realisierung der Begrenzerkennlinie in Bild 7b (oder der Dreieckskennlinie in Bild 7c) wirksam bekämpft werden [2].

Bei den Abzweigstrukturen (Bild 2) sind im allgemeinen die die Sektionen verknüpfenden Summationspunkte S_1 bis S_N (äußere Summierer), der Ausgang der Multiplizierer und die Summierer im Integrator (innere Summierer) in jedem Querzweig auf Überlauf zu kontrollieren.

Beschränkt man die Amplitude des Signalwortes auf Werte $-0{,}5 \leqq X < 0{,}5$, so sind die beiden höchstwertigen Bits (SB 15, SB 14) gleich und entsprechen dem Vorzeichen. Diese Zahlendarstellung ermöglicht eine einfache Überlaufkontrolle

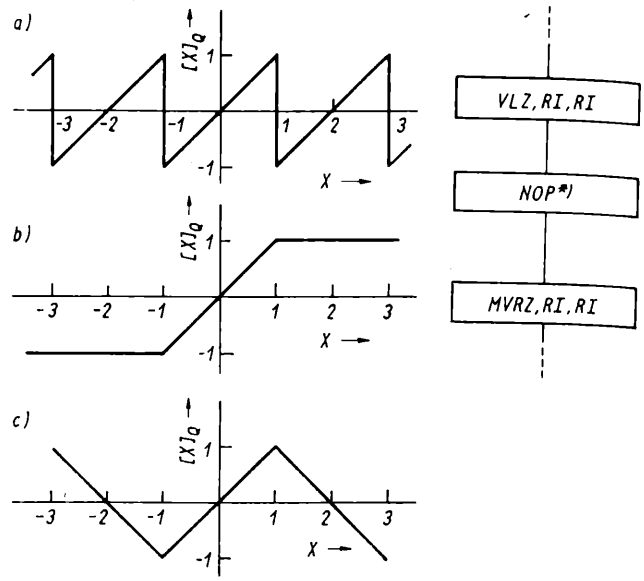


Bild 7 (links). Überlaufcharakteristik
a) Normale Zweierkomplement-Arithmetik
b) Begrenzerkennlinie
c) Dreieckskennlinie

Bild 8 (rechts). Programmschritte zur Überlaufbehandlung

* Rücksetzen der Flag-Auswerteschaltung
Speichern des Resultats der Überlaufkontrolle; M Befehlsmodifikation; Positiver Überlauf TRA R8, RI; Negativer Überlauf TRA R9, RI; R8 = 3FFFH; R9 = C001H; Kein Überlauf VRZ RI, RI

($|X| > 0{,}5$) durch Überprüfung der Gleichheit von SB 15 und SB 14 (SB 15 ≠ SB 14 und SB 15 = Ø positiver Überlauf bzw. SB 15 = 1 negativer Überlauf). Gilt für alle Filterkoeffizienten die in der Regel erfüllte Bedingung $m_i = 0{,}5$, kann die Kontrolle des Resultats an den äußeren Summierern und nach den Multiplizierern entfallen. Die Überlaufkontrolle an den inneren Summierern erfolgt mit der Flag-Auswerteschaltung in jeder Sektion nach Bildung der Summe

$$R_i[n] = PR_i[n] + R_i[n-1] \tag{5}$$

$$PR_i[n] = (R_{i+1}[n] - R_{i-1}[n-1]) \times m_i$$

in 3 Programmschritten (Bild 8). Durch Linksverschiebung von $R_i[n]$ stehen während der folgenden NOP-Operation die beiden höchstwertigen Bits SB 15 = C-Flag und SB 14 = N-Flag für die Verarbeitung in der Flag-Auswerteschaltung zur Verfügung. Sie werden Exklusiv-ODER verknüpft, und die so erhaltene Aussage und das C-Flag werden gespeichert. Liegt kein Überlauf vor [C (+) N = Ø], wird die im Programmspeicher folgende Rechtsverschiebung ausgeführt. Bei Überlauf [C (+) N = 1] wird die Verschiebeoperation in der Befehlsmodifikationsschaltung in eine Transportoperation umcodiert. Durch die Wahl des Quellregisters der Transportoperation wird daher bei Overflow entweder der positive oder negative zulässige Maximalwert in das Ergebnisregister R_i der Sektion geladen, ohne daß Sprungbefehle notwendig sind. Nach Ausweis der Erfahrung wird mit diesen Maßnahmen das Auftreten von Overflow-Oszillation wirksam bekämpft.

6. Ergebnisse

Der beschriebene Digitalfilterprozessor ermöglicht die Entlastung des K 1520 Mikrorechnersystems von Filtervorgängen. Die bisher durchgeführten Arbeiten beschränken sich auf Tiefpaßfilter; Bandpaßfilter werden zur Zeit untersucht. Mit einem realisierten Funktionsmuster wurde für ein Čebyšev-Tiefpaßfilter 7. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 0,53 kHz und 0,2 dB Welligkeit eine Abtastrate von 10 kHz erreicht.

Der Programmspeicher enthält mehrere Filterprogramme[3]), die je nach Anwendungsfall durch einfache Adressierung des Filterprozessors aufgerufen werden können. Maximal können in der vorliegenden Konfiguration ein Filter der Ordnung $n \leqq 14$ oder mehrere Filter, bei denen die Summe der Ordnungen 14 nicht überschreitet, gleichzeitig realisiert werden. Durch Ergänzung der Filterstruktur durch RAM-Speicher und entsprechende Adressierungsbausteine kann der Kanalmultiplexbetrieb weiter ausgebaut werden. Die erforderlichen Bausteine lassen sich ohne weiteres auf den beiden jetzt eingesetzten Leiterplatten vom K 1520-Format unterbringen.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9082

[3]) Für das realisierte *Čebyšev*-Tiefpaßfilter 7. Ordnung sind 93 Befehle erforderlich.

Literatur

[1] *Gold, B.; Rader, C.:* Digital Processing of Signals. New York: McGraw-Hill 1969

[2] *Schüßler, H. W.:* Digitale Systeme zur Signalverarbeitung. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1973

[3] *Fritzsche, G.:* Zeitdiskrete und digitale Systeme. Berlin: Akademie Verlag 1981 (WTB 268)

[4] *Unger, H.:* Zur Realisierung rekursiver Abtastfilter durch Abzweigstrukturen mit getakteten Integratoren. Z. elektr. Informations- und Energietechnik 8 (1978) 3, S. 227–252

[5] *Unger, H.:* Untersuchungen zur Realisierung analoger rekursiver Abtastfilter. Dissertation B, Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald 1978

[6] *Wisliceny, J.:* Lineare Abtastsysteme in der Form von Mitra-Sherwood-Abzweigstrukturen 1. Art. I. Z. elektr. Informations- und Energietechnik 10 (1980) 6 S. 547–557

[7] *Unger H.:* Syntheseprogrammpaket für Abzweigstrukturen mit getakteten Integratoren. Unterlagen der Arbeitsgruppe

[8] *Last, K.-P.:* Untersuchungen von diskreten Abzweigfiltern im Frequenzbereich. Dissertation A, Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald 1978

[9] *Ermisch, R.; Last, K.-P.; Unger, H.:* Untersuchungen von digitalen Abzweigstrukturen mit Integratoren. Nachrichtentech., Elektron. 28 (1978) 9, S. 384–386

[10] Linieninterface BUS K 1520. TGL 3.7271/01

[11] *Jülker L.:* Funktionsbeschreibung U 830. VEB Robotron ZFT, Dresden 1979

Dipl.-Phys. *Jörg Lutzmann*, Dr. sc. nat. *Horst Unger*. Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik, 2200 Greifswald

Mechanische Bandfilter – Bauformen und Anwendungen

C. Hälsig, KDT, Kleinmachnow

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Bauelemente „Carl von Ossietzky" Teltow

Deskriptoren: Bauelement, Filter, Frequenzselektion, keramische Filter, mechanische Filter, Metallresonator-Filter, monolithische Filter, Oberflächenwellen, Quarzschwinger, Resonatoren, Selektion

Ende der fünfziger Jahre setzte international eine Entwicklung ein, die das Ziel verfolgte, die elektrischen Filter mit unbefriedigenden technischen und ökonomischen Parametern durch neue Bandfilter, bei denen das Prinzip der mechanischen Frequenzselektion nach Bild 1 angewandt wird, abzulösen. Trotz des Nachteils der Energiewandlung haben sich die mechanischen Bandfilter in verschiedenartigsten Bauformen und Anwendungsbereichen durchgesetzt. Diese Bauelemente haben gegenüber elektrischen Filtern wesentliche Vorteile [1]:

- stark verbesserte Selektionseigenschaften
- erhebliche Miniaturisierung
- erhöhte mechanische und klimatische Stabilität und Zuverlässigkeit
- verbilligte Herstellung und rationeller, ökonomischer Einsatz
- servicefreundliche Handhabung.

Die Bauelemente zeichnen sich vor allem dadurch aus, daß neben wesentlichen technischen Verbesserungen, wie z. B. Güteerhöhung von 10^2 auf 10^4 bis 10^5 oder Verbesserung der Temperaturstabilität von 10^{-4}/K auf 10^{-6} bis 10^{-7}/K, moderne Technologien der Mikroelektronik angewandt werden können, die zu hohen Rationalisierungseffekten beim Hersteller und Anwender gleichermaßen führen.

1. Übersicht

Um die Vorteile mechanischer Schwinger auszunutzen, besteht die Möglichkeit, entweder mechanische Einzelschwinger in die elektrische Schaltung einzufügen oder mechanische Bandfilter anzuwenden (Bild 2). Die mechanischen Bandfilter werden sowohl in der Trägerfrequenztechnik als auch in der Funk- und Meßtechnik sowie Rundfunk- und Fernsehtechnik vielseitig angewendet. Aus physikalischen und technologischen Gründen haben sich für die einzelnen Erzeugnisgruppen optimale Frequenzbereiche herausgebildet, die bereits in [1] dargestellt worden sind.

Die Dimensionierung der mechanischen Bandfilter wird auf die bekannten Theorien zur Berechnung elektrischer Filter zurückgeführt. Bild 3 zeigt die Dimensionierungsschritte für Resonatorfilter und monolithische Filter, bei denen, ausgehend von der Theorie der Hochfrequenzbandfilter, die Kopplungsfaktoren und Dämpfungen des Kopplungsfilters in bekannter Weise berechnet werden (z. B. verlustfrei nach [2] bzw. über Filtersynthese mit Verlusttransformation [3]) und mit Hilfe der elektromechanischen Analogiebeziehungen die jeweilige mechanische Verkopplung (Geometrie der mechanischen Anordnung) ermittelt wird. Da in der Regel mehrere Realisierungsmöglichkeiten gegeben sind, Störgrößen vom Modell nur teilweise erfaßt werden und technologische Randbedingungen zu beachten sind, enthält der Entwurf außerdem Optimierungsschritte, durch die das Filterverhalten iterativ verbessert wird.

2. Mechanische Einzelschwinger

Die mechanischen Einzelschwinger werden nicht nur als frequenzselektive, sondern auch als frequenzbestimmende Elemente in der Nachrichtenübertragungstechnik eingesetzt. Das Verhalten folgt unmittelbar aus den Analogiebeziehungen zwischen elektrischer und mechanischer Leitung [4].
Aus den Leitungsgleichungen in Wellenparameterform

$$\begin{pmatrix} B_E \\ A_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \mathrm{h}\, \gamma x & Z \sin \mathrm{h}\, \gamma x \\ \frac{1}{Z} \sin \mathrm{h}\, \gamma x & \cos \mathrm{h}\, \gamma x \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_A \\ A_A \end{pmatrix} \tag{1}$$

Bild 1. Prinzip der mechanischen Frequenzselektion

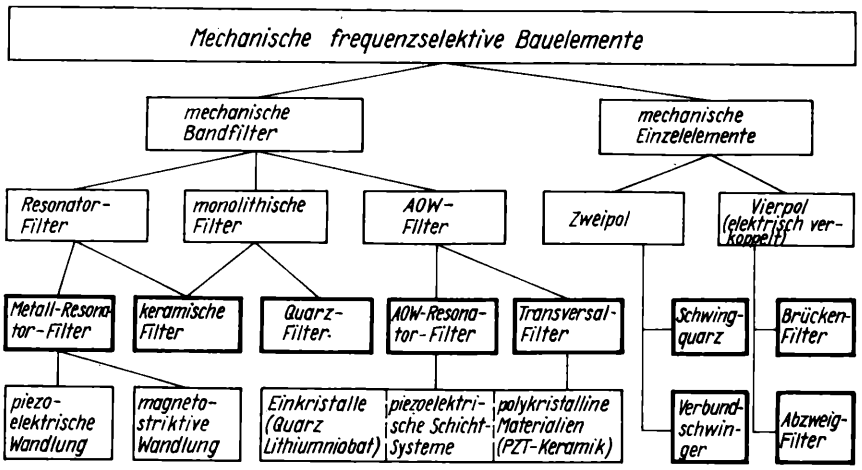


Bild 2. Übersicht über mechanische frequenzselektive Bauelemente

folgt das Frequenzverhalten der Eingangsimpedanz zu

$$Z_E = \frac{B_E}{A_E} = \frac{B_A \cos \mathrm{h}\,\gamma x + A_A Z \sin \mathrm{h}\,\gamma x}{A_A \cos \mathrm{h}\,\gamma x + \frac{B_A}{Z} \sin \mathrm{h}\,\gamma x}, \qquad (2)$$

so daß sich für eine homogene verlustlose Leitung (die infolge hoher Schwinggüten oft angenommen werden darf) aus

$$\begin{pmatrix} B_E \\ A_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta x & \mathrm{j}\, Z \sin \beta x \\ \frac{\mathrm{j}}{Z} \sin \beta x & \cos \beta x \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_A \\ A_A \end{pmatrix} \qquad (3)$$

die Resonanzbedingungen (Nullstellen der Eingangsimpedanz) in Abhängigkeit von den Abschlußbedingungen (Leerlauf oder Kurzschluß) ergeben.

Es haben sich vor allem Einzelelemente der Länge $l_R = \frac{\lambda}{2}$ durchgesetzt, die beidseitig freischwingend betrieben werden. Aus derartigen Schwingern werden über mechanische Koppelelemente die mechanischen Bandfilter zusammengefügt.

Die größte Bedeutung bei den Einzelelementen haben die Quarzschwinger, die sowohl im Grundton (frequenzbestimmende Abmessung $\frac{\lambda}{2}$) als auch im Oberton (auf Grund des piezoelektrischen Effekts nur ungeradzahlige Harmonische $n\frac{\lambda}{2}$ mit $n = 3, 5, 7, 9$) betrieben werden. In verschiedensten Ausführungsformen werden

- Stimmgabelschwinger
- Biegeschwinger
- Dehnungsschwinger
- Flächenscherschwinger
- Dickenscherschwinger

produziert und angewandt. Dabei ermöglicht es der anisotrope Quarzkristall je nach Schnittwinkel unterschiedliche Frequenzgebiete (Bild 4) bei verschiedenartigem Temperaturverhalten optimal zu erschließen.

In den letzten Jahren wurden auch zunehmend piezoelektrische Verbundschwinger vor allem als piezoelektrische Wandler in Metallresonatorfiltern verwendet. Mit diesen Einzelelementen lassen sich (Bild 2) z.B. Quarzbrückenfilter oder Abzweigfilter aus piezoelektrischen Verbundschwingern herstellen [5].

In der DDR werden metallische Verbundschwinger im VEB Elektronische Bauelemente Teltow (EBT), Quarzschwinger im VEB Narva Berlin und VEB Carl Zeiss JENA sowie keramische Schwinger im VEB Elektronik Gera entwickelt und produziert.

3. Metallresonatorfilter

Metallresonatorfilter bestehen aus Schwingern metallischer Speziallegierungen, die über metallische Koppelelemente (mei-

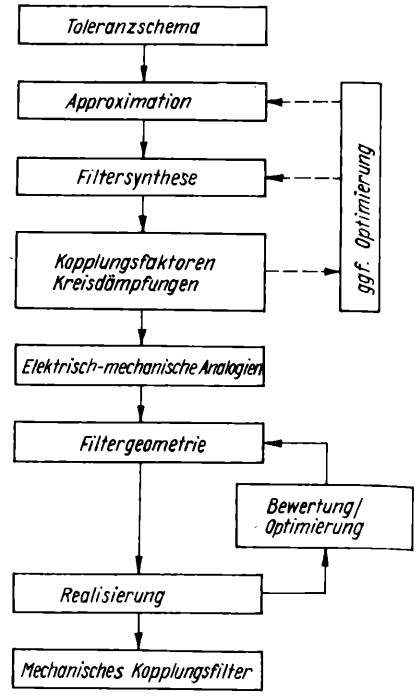


Bild 3. Entwurfsalgorithmus zur Dimensionierung von Resonatorfiltern und monolithischen Filtern

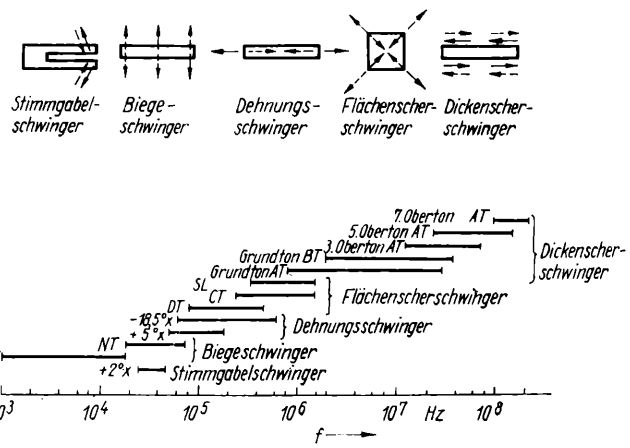


Bild 4. Optimale Frequenzgebiete üblicher Quarzschwinger

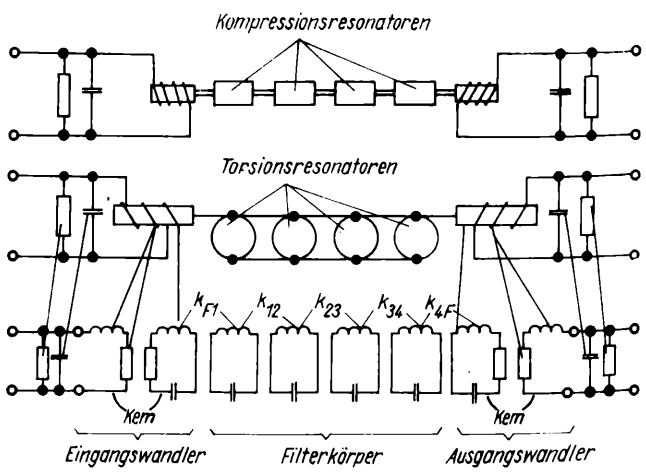


Bild 5. Prinzip der magnetomechanischen Kompressions- und Torsionsfilter mit Ersatzschaltbild

stens Drähte) miteinander verbunden sind. Dabei können auch nichtbenachbarte Resonatoren durch Umwegkopplungen verkoppelt sein, sofern hierzu technologisch günstige Möglichkeiten bestehen [5]. Gebräuchlich sind Biege-, Torsions- und Kompressionsresonatoren, die vor allem über Kompressions-, seltener über Torsions- und Biegekoppler verkoppelt sind. Vielfältige Bauformen haben sich international durchgesetzt.

Die theoretische und technologisch-konstruktive Grundlage bildet die Einheit Resonator – Koppler – Resonator. Sie ist zwei elektrisch verkoppelten Schwingkreisen analog. Die hohen Gütewerte der Resonatoren von 20000 bis 50000 ermöglichen es, bei den meisten Filterdimensionierungen die Verluste zu vernachlässigen.

Unter Benutzung magnetostriktiver oder piezoelektrischer Wandler stellt der VEB Elektronische Bauelemente Teltow Filter nach den in Bild 5 gezeigten Bauformen her. In [6] wurde bereits ein Überblick über das umfangreiche Typensortiment von Metallresonatorfiltern des VEB Elektronische Bauelemente Teltow gegeben. Besondere Beachtung gilt der großtechnischen Realisierung mechanischer Umwegkopplungen zur Erzielung von Dämpfungspolen im Sperrbereich des Frequenzganges bei Kanal- oder ZF-Filtern. Damit sind extrem steile Filterflanken und die gezielte Dimensionierung des Gruppenlaufzeitverhaltens möglich (allpaßhaltige mechanische Bandfilter).

Dem internationalen Trend folgend, hat der VEB Elektronische Bauelemente Teltow in Ergänzung zu den in [6] genannten Filtertypen in den letzten Jahren miniaturisierte mechanische Frequenzfilter mit piezoelektrischer Energiewandlung im 200-kHz-Bereich für den Einsatz in der drahtlosen Nachrichtentechnik (besonders für mobile Anlagen) und bei 455 kHz für die Meßtechnik entwickelt.

Bild 6 zeigt die Ausführungsform dieser modernen mechanischen Bandfilter, bei denen das Volumen auf etwa 55 % gegenüber Filtern mit magnetostriktiver Wandlung reduziert werden konnte. Die Größe des in Bild 6 gezeigten 14-kreisigen mechanischen Bandfilters MF 200-E-0235/6 beträgt beispielsweise nur 115 mm × 8,7 mm × 13,9 mm.

Metallresonatorfilter werden vor allem als ZF-Filter in der Funktechnik sowie als Kanal-, Träger- und Signalfilter in der Trägerfrequenztechnik eingesetzt. Mit dem Frequenzaufbereitungsschema nach dem Vormodulationsprinzip für die TF-Anlage des VEB Fernmeldewerk Leipzig wurde in [7] belegt, daß sich mechanische Filter in der Trägerfrequenztechnik weltweit sogar systembestimmend durchgesetzt haben.

Ausgehend von den Veröffentlichungen von *Börner* [8] und *Trzeba* (z.B. [9]) verdeutlichen neben den Übersichtsartikeln [10] und [11] (einschließlich monolithischer Filter) die Beiträge [12] bis [15] zur automatisierten Herstellung von mechanischen umweggekoppelten Kanalfiltern mit modernsten Technologien (z.B. Lasertechnik) das erreichte hohe Entwicklungsniveau.

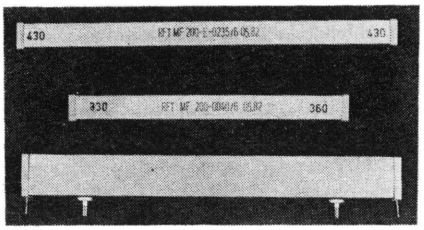


Bild 6
Miniaturisierte Metallresonatorfilter des VEB EBT mit piezoelektrischen Verbundwandlern

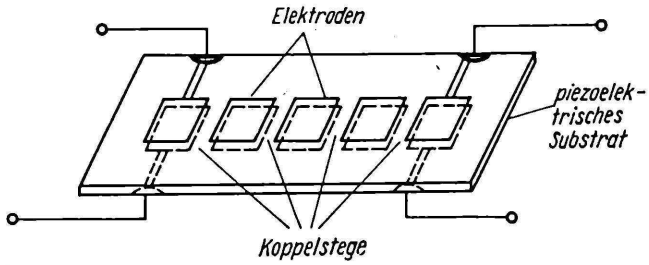


Bild 7
Prinzipanordnung monolithischer Filter

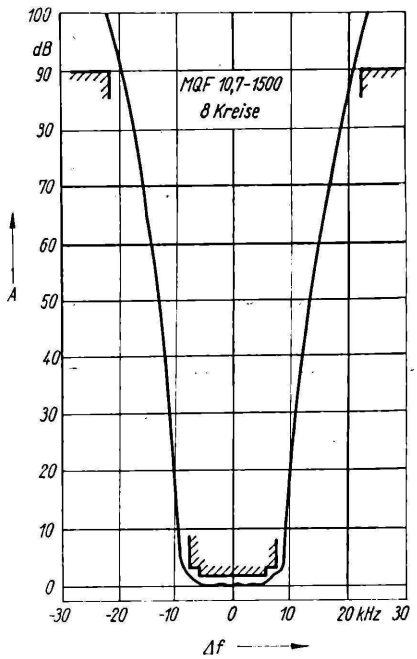


Bild 8
Frequenzgang des achtkreisigen MQF 10,7-1500 vom VEB EBT

4. Monolithische Quarzfilter

Monolithische Filter arbeiten nach dem in der Literatur als „Energy Trapping" bezeichneten Prinzip (Energiefang-Prinzip). Paarweise auf einem piezoelektrischen Substrat aufgedampfte metallische Elektroden bilden Resonanzgebiete, die über Koppelstege miteinander verkoppelt sind (Bild 7).

Je nach Abstand zweier Resonanzgebiete und in Abhängigkeit von der Massebelegung durch die Metallelektroden kann die Größe des Kopplungsfaktors eingestellt werden (z.B. [16]). Stimmen Schwingungsrichtung im Elektrodengebiet und Ausbreitungsrichtung der Welle zur Verkopplung des benachbarten Resonanzgebietes überein, dann wird von Dickenscherkopplung (DS) und bei senkrecht zur Schwingungsrichtung liegender Verkopplung von Dickentwistkopplung (DT) gesprochen.

Beide Prinzipien unterscheiden sich in der Größe der Kopplungsfaktoren [17]:

$$k_{DS} = \frac{3\,c_{11}\,d^2}{2\,c_{66}\,(2\,l + s + 2{,}09\,d)^2}\,e^{-2{,}28\sqrt{R}\,\frac{s}{d}} \qquad (4)$$

und

$$k_{DT} = \frac{3\,c_{55}\,d^2}{2\,c_{66}\,(2\,l + s + 8{,}78\,d)^2}\,e^{-2{,}88\sqrt{R}\,\frac{s}{d}} \qquad (5)$$

mit $k_{DS} > k_{DT}$ für gleiche Abmessungen, wobei $c_{\mu\mu}$ elastische Konstanten, d Substratdicke, s Breite des Koppelsteges, l Länge der Elektrode in Wellenausbreitungsrichtung und R plate back bedeuten.

Die international entwickelten monolithischen Quarzfilter unterscheiden sich hinsichtlich ihrer Bauform vor allem in der Anzahl der verwendeten Substrate und der darauf befindlichen Anzahl von Elektrodengebieten. Exakter unterteilt man in monolithische, bilithische und polylithische Filter, je nachdem ob ein, zwei oder mehrere Substrate verwendet werden, die kapazitiv miteinander zu einem Filter verkoppelt sind.

Im VEB Elektronische Bauelemente Teltow werden polylithische Quarzfilter bei 10,7 MHz, 18 MHz und 70,2 MHz für die Funk- und Meßtechnik produziert. Bild 8 zeigt das Übertragungsverhalten eines achtkreisigen Filters vom VEB Elektronische Bauelemente Teltow mit ausgezeichneten Selektionseigenschaften. Die Filtercharakteristik des in der 5. Harmonischen arbeitenden monolithischen Quarzfilters MQF 70,2-1600 wurde bereits in [18] veröffentlicht.

Im Zusammenwirken mit dem Metallresonatorfilter MF 200 + E-0310/3 (2. ZF: 200 kHz) garantiert das Filter MQF 70,2-1600 (1. ZF: 70,2 MHz) ausgezeichnete Selektionseigenschaften des Empfängors EKD 300 vom VEB Funkwerk Berlin, der in den Sendearten A1, A2, A3, A3 J, A3 A, A3 H, A3 Bj, A3 Ba,

F1 ($\Delta f = 100$ bis 800 Hz) und F4 sowie F6 mit Zusatzgerät EZ 111 betrieben werden kann.

5. Keramische Filter[1])

Während Metallresonatorfilter und Quarzfilter vor allem in der kommerziellen Technik angewandt werden, sind die keramischen Filter Massenerzeugnisse für die Konsumgüterelektronik. Neben dem Einsatz in Rundfunk- und Fernsehempfängern als AM- und FM-Filter, Diskriminatoren und Sperren wurden piezokeramische Bauelemente in Form von Resonatoren und Filtern auch in der Haushalt-, Spielzeug-, Musik-, Hobby- und Kfz-Elektronik sowie Funksprech- und Telefon-, drahtlose Nachrichten-, Datenverarbeitungs- und elektronischer Steuer- und Regelungstechnik angewendet. Die Wirkungsweise beruht auf den bereits beschriebenen Filterprinzipien, da entweder Resonatoren oder Resonanzgebiete miteinander verkoppelt werden. Folgende Filterprinzipien liegen den keramischen Filtern des VEB Elektronik Gera zugrunde:

AM-Filter

Die Grundeinheit der AM-Filter für 455 kHz bildet das 2-kreisige piezokeramische H-Filter. Auf der Vorder- und Rückseite der Schenkel befinden sich Elektroden, die mit der PZT-Keramik eine Wandler- und gleichzeitig eine Selektionsfunktion realisieren. Die beiden Wandler sind Längsschwinger, die infolge der Querkontraktion des Steges miteinander verkoppelt sind. Gehaltert werden die H-Körper genau in den Knotenlinien, d.h. in der Mitte des Längsschwingers.

Die piezokeramischen Bandfilter SPF 455-9, A6 und B6 (vgl. TGL 23223/02) bestehen jeweils aus einem H-Resonator und die SPF-455 H5 (vgl. TGL 23223/06) zur Erzielung einer konzentrierten Selektion aus 3 H-Resonatoren, die in einem Gehäuse in kompakter Bauweise untergebracht und miteinander kapazitiv verkoppelt sind.

FM-Filter

ZF-Filter 10,7 MHz für Rundfunkempfang und ZF-Filter 5,5 MHz, 5,74 MHz und 6,5 MHz für die Tonaufbereitung in Fernsehempfängern sind mehrkreisige monolithische Filter (Bild 9), deren Kreiszahl aus der zu erzielenden Selektion resultiert.

Der piezokeramische Körper mit den auf der Ober- und Unterseite deckungsgleich aufgedampften Elektrodenpaaren ist Wandler und Selektor zugleich. Als Grundmode wird die Dickendehnungsschwingung ausgenutzt, deren Energie im Bereich der Elektroden gefangen bleibt und am Rand nach einer e-Funktion abklingt.

Vornehmlich aus Gründen der Nebenresonanzunterdrückung ist der konstruktive Aufbau so, daß auf einem Substrat mehrere Zweikreiselemente aufgebracht sind, die voneinander weitestgehend akustisch entkoppelt sind. Die Verkopplung erfolgt über die Koppelkondensatoren C_K, die sich gleichfalls auf dem Substrat befinden.

Die erforderlichen Bandbreiten von etwa 200 kHz bei der Übertragung frequenzmodulierter ZF-Signale bestimmen unter Berücksichtigung des Materialkoppelfaktors die Spaltbreite b_K und die Breite der Elektroden b. Die Fläche der Elektroden, d.h., damit auch die Kapazitätswerte C_0, werden so festgelegt, daß eine möglichst geringe Verstimmung zwischen äußeren und inneren Kreisen auftritt.

[1]) Unter Mitarbeit von Dr.-Ing. *E. Krötenheerdt*

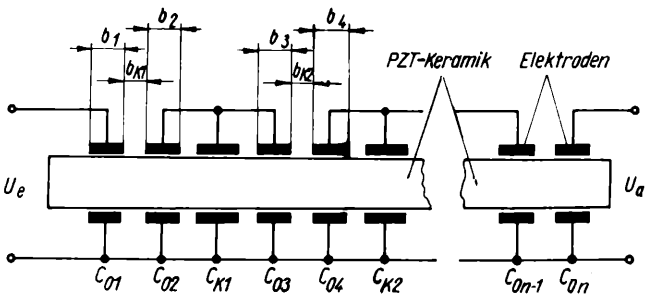


Bild 9. Mehrkreisiges monolithisches Keramikfilter

$b_1 = b_2 = \cdots = b_n$

$b_{K1} = b_{K2} = \cdots = b_{Km} \quad m = \frac{n}{2}$

$C_{01} = C_{02} = \cdots = C_{0n}$

$C_{K1} = C_{K2} = \cdots = C_{KK} \quad K = \frac{n-2}{2} = m - 1$

n geradzahlig

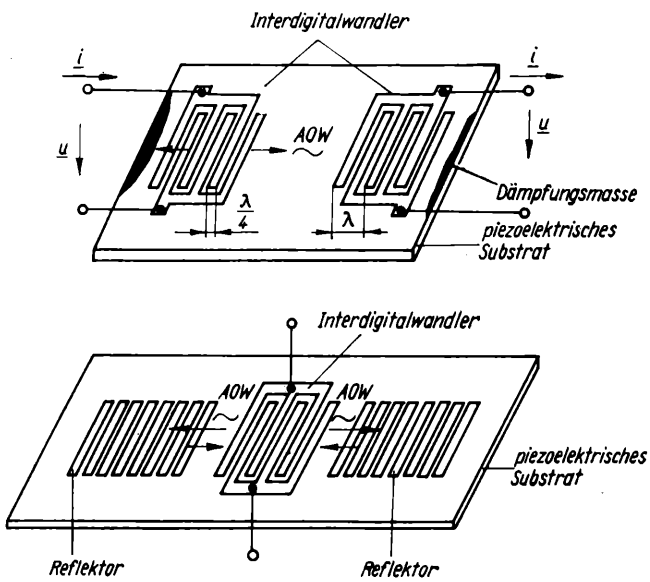


Bild 10. Transversalfilter- und Resonatoranordnung

6. AOW-Filter

Die von *Rayleigh* bereits im vergangenen Jahrhundert theoretisch beschriebenen Oberflächenwellen lassen sich auf piezoelektrischen Substraten elegant mit Interdigitalwandlern anregen. Frequenzselektive Eigenschaften werden sowohl mit dem Transversalfilterprinzip als auch nach dem Resonatorprinzip (Bild 10) erzielt.

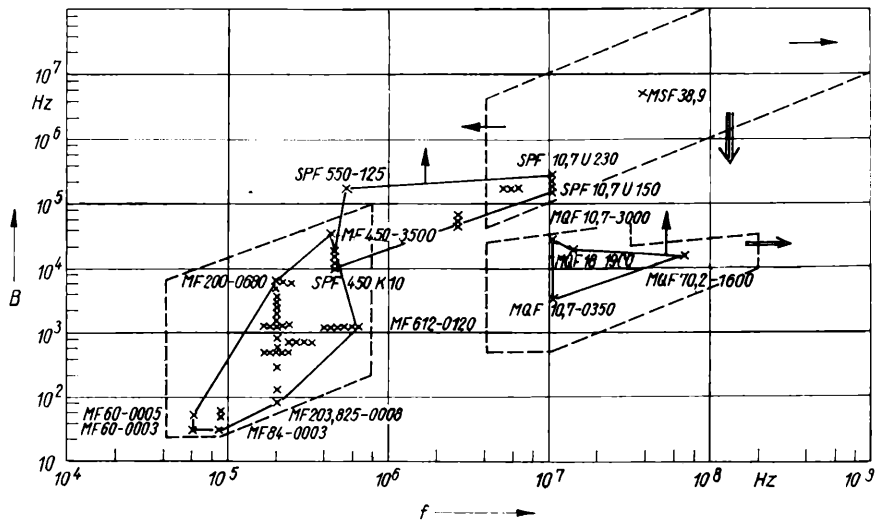
Im Gegensatz zu Volumenwellen breitet sich die akustische Oberflächenwelle (AOW) ausschließlich an der Substratoberfläche aus (maximale Eindringtiefe 3 λ). Die Frequenz der angeregten AOW wird durch den Fingerabstand und das Selektionsverhalten durch die Anzahl der Fingerpaare sowie Länge der Fingerüberlappung bestimmt. Jede Fingerüberlappung des Wandlers bildet eine akustische Quelle, von der AOW abgestrahlt werden. Zwischen den Fingerüberlappungen und der Stärke der von ihnen hervorgerufenen akustischen Quellen kann ein linearer Zusammenhang angenommen werden, d.h. Wandlerstruktur (Wichtungskoeffizienten) und Impulsantwort des Wandlers sind direkt und die Impulsantwort ist mit der Übertragungsfunktion wiederum über die Fouriertransformation miteinander verknüpft [34]. Bei gleichen Abständen der akustischen Quellen voneinander können ihre Amplituden als äquidistante Abtastwerte der Impulsantwort aufgefaßt werden. Werden diese Werte der Fouriertransformation unterzogen, dann ist daraus der Betrag der Übertragungsfunktion (Amplitudenfrequenzgang) bestimmbar.

Einen besonderen Raum nimmt in der Theorie der AOW-Bauelemente die Modellierung von Effekten zweiter Ordnung und deren Berücksichtigung bzw. Unterdrückung bei der Filterrealisierung ein. Das sind vor allem die

- AOW-Reflexion (Tripple-Transit- und Substratkanten-Echos)
- akustoelektrische Wechselwirkung
- Anregung und Empfang von Volumenwellen
- elektrische Überkopplung
- Wellendiffraktion
- Beschichtungseffekte.

In der DDR erschienen wesentliche Beiträge zur Theorie und Technik von AOW-Bauelementen. In [19] wurde deutlich, daß

Bild 11. Übersicht über mechanische Bandfilter aus der DDR-Produktion



umfangreiche wissenschaftliche Ergebnisse auf den Gebieten des Entwurfs, der Technologie und Meßtechnik vorliegen. Tafel 1 gibt einen zeitlich geordneten Überblick über eine Reihe von aktuellen Veröffentlichungen, die den erreichten Entwicklungsstand in der DDR widerspiegeln.

Seit 1981 wird im VEB Elektronische Bauelemente Teltow ein Oberflächenwellenfilter für den PAL- und SECAM-Empfang nach TGL 36523 produziert. Der Amplitudenfrequenzgang des auf Lithiumniobatbasis hergestellten Filters mit Multistripkoppler wurde in [34] veröffentlicht und das bisherige ZF-Filter in gedruckter Schaltung dem neuentwickelten AOW-Filter MSF 38,9 gegenübergestellt.

Von besonderer Bedeutung für die Entwicklung von AOW-Filtern ist einerseits die Tatsache, daß verschiedene Piezoelektrika, wie Lithiumniobat, Lithiumtantalat, Keramik, Wismutgermanat, Quarz, Zinkoxidschichten auf Trägermaterial (z. B. Glas, Silizium) verwendet werden, und daß andererseits vielseitige Filterrealisierungen möglich sind.

Die Entwicklung und Produktion mechanischer Bandfilter auf AOW-Basis sind die Grundlage zur Herstellung weiterer AOW-Bauelemente. Besonders unter dem Aspekt der Integration von Funktionseinheiten der aktiven Mikroelektronik mit der Mikroakustik eröffnen sich neue Möglichkeiten der Bauelemente-Entwicklung und -Produktion, wie z. B. von Oszillatoren, Convolvern, Weichen, Schaltern und Sensoren.

Tafel 1. Literaturübersicht von DDR-Autoren zur Oberflächenwellentechnik

Literatur	Wesentlicher Inhalt
Übersichtsartikel	
[20] *Fröhlich* u. a. [21] *Schultheiss* [22] *Trzeba* u. a. [18] *Hälsig* [23] *Buff* [24] *Hofmann* u. a.	Es werden die theoretischen Grundlagen der AOW-Technik, die Signalverarbeitung durch AOW, die Prinzipien der AOW-Bauelemente, Entwicklungsstand und -tendenzen sowie die vorteilhaften Anwendungsmöglichkeiten von AOW-Bauelementen zusammenfassend dargestellt.
Bauelemente-Entwurf, -Realisierung und -Anwendung	
[25] *Pieper* u. a. [26] *Schulz* u. a. [4] *Hälsig* [27] *Döring* u. a. [28] *Kurz* [29] *Fischer* u. a. [30] *Hahn* [31] *Thomä* u. a. [32] *Tischmeier* [33] *Weihnacht* [34] *Hälsig* [35] *Hofmann*	Es werden verschiedene spezielle Dimensionierungsverfahren zum allgemeinen Entwurf und dessen Optimierung unter Berücksichtigung von Effekten zweiter Ordnung beschrieben. Die Bauelemente werden hinsichtlich des Verhaltens in der elektrischen Schaltung analysiert und vorteilhaft angepaßt. Von besonderer Bedeutung für perspektivische Entwicklungen sind Bauelemente auf einkristallinem Silizium und Anwendungen mikroakustischer Realisierungen für die Sensortechnik neben den bereits bekannten Lösungen spezieller AOW-Bauelemente für die kommerzielle Technik und Anwendungen in der Konsumgüterelektronik als ZF-Filter
Technologie und Meßtechnik	
[36] *Opitz* [37] *Müller* u. a. [38] *Schurz* [39] *Dubrau*	Es werden die wesentlichen Möglichkeiten der Strukturierung von Interdigitalwandlern, der elektrischen Kontaktierung, der meßtechnischen Beurteilung der Oberflächenqualität und der Messung wichtiger Übertragungseigenschaften der AOW-Bauelemente beschrieben.

7. Entwicklungstrend

Die Neu- und Weiterentwicklung frequenzselektiver Bauelemente folgt dem allgemeinen Trend der Elektronik und wird, ausgehend von den Bedürfnissen der Gesellschaft, vor allem durch folgende Forderungen stimuliert:

— Erhöhung der technischen Parameter
— Verbesserung der Ökonomie
— Miniaturisierung (Material- und Energieökonomie)
— Erhöhung der Stabilität, Zuverlässigkeit, Lebensdauer.

Bezogen auf die mechanischen Bandfilter bedeutet das:

— Verbesserung der Selektionseigenschaften durch Erzielung hoher Schwinggüten und durch höhere Kreiszahl
— Erschließung höherer Frequenzbereiche durch neue technologische Verfahren (z. B. Mikroelektroniktechnologie)
— Erweiterung des Bandbreitebereichs sowohl schmal- als auch breitbandiger Filter durch neue Bauelementelösungen (neue Strukturen) einschließlich neuer Werkstoffe
— Verkleinerung und Rationalisierung durch technologisch vorteilhafte Bauelementekonstruktion und moderne Verfahrenstechnik.

Bei Metallresonatorfiltern kann die Theorie als abgeschlossen betrachtet werden. Ein typischer Entwicklungstrend mit wesentlichen Neuerungen ist nicht mehr feststellbar. Die Arbeiten konzentrieren sich international auf eine Vervollständigung des Typensortiments, Rationalisierung bei weiterer Miniaturisierung, Verbesserung der thermischen Stabilität des Wandlers und gegebenenfalls Arbeiten zur Mehrfachausnutzung von Resonatoren und zum Oberwellenbetrieb mechanischer Schwinger.

Bei der Erzeugnisgruppe monolithischer Filter werden international Arbeiten zur dreidimensionalen Theorie durchgeführt. Von besonderem Interesse ist die Verbesserung der Modelle zur Dimensionierung von Oberwellenfiltern, zur exakten Berechnung und Unterdrückung von Störresonanzen, zur Verbesserung des Intermodulationsverhaltens und zur Erhöhung der Filterbandbreite. Auch der Einsatz neuer Piezoelektrika (vor allem mit großem elektromechanischem Kopplungsfaktor) ist perspektivisch bedeutungsvoll. Mit weitergehender Miniaturisierung werden in zunehmendem Maße Technologien der Mikroelektronik (Strukturierung, Bedampfung, Materialabtrag, Kontaktierung, Verschlußtechnik, mikroprozessorgesteuerte Meßtechnik) für diese Erzeugnisgruppe angewandt.

Bei keramischen Filtern wird der Entwicklungstrend durch den Einsatz der Bauelemente in der Konsumgüterelektronik mit großen Stückzahlen und relativ unkritischen technischen Forderungen bestimmt. Dadurch stehen Rationalisierungsmaßnahmen und die Verbesserung der Materialparameter der Keramik (zeitliche und thermische Stabilität, hohe Reproduzierbar-

keit und günstige Verarbeitbarkeit) nach wie vor im Mittelpunkt der Arbeiten.
Die größte Bewegung und Perspektive liegt auf dem Gebiet der AOW-Bauelemente. Folgende wesentliche Trends zeichnen sich ab:

Frequenzerhöhung

Die erreichbare maximale Frequenz wird durch die Erzielung ausreichend kleiner Strukturdetails bestimmt. So sind zur Herstellung von Interdigitalwandlern mit Fingerbreiten im Submikrometerbereich (d.h. Filterfrequenz im GHz-Bereich) die fotolithografischen Verfahren nicht mehr ausreichend. Sie sind durch Elektronenstrahl- und Röntgenstrahllithografie zu ergänzen.

Einsatz neuer Piezoelektrika

Über die Verwendung geeigneter Piezoelektrika lassen sich die Realisierungsgrenzen der Bandbreite, Frequenzlage und Stabilitätsparameter wesentlich beeinflussen. Neben der Verwendung verschiedenartiger ein- und polykristalliner Piezoelektrika kommt vor allem perspektivisch piezoelektrischen Schichtsystemen eine dominierende Rolle, speziell auf halbleitendem Basismaterial zu. Durch geeignete Schichtsysteme können der elektromechanische Kopplungsfaktor, die Ausbreitungsgeschwindigkeit und der Temperaturkoeffizient variiert bzw. gezielt eingestellt werden.

Strukturoptimierung

AOW-Bauelemente haben im allgemeinen vielfältige Realisierungsmöglichkeiten zur Erzielung vergleichbarer technischer Parameter. Damit kommt der Strukturoptimierung (einschließlich des „passiven" Layouts) perspektivisch ebenfalls eine große Bedeutung zu. Es besteht das Ziel, durch Optimierungen die Strukturen zu verkleinern bzw. zu vereinfachen, Material einzusparen, das Bauelement unempfindlich zu gestalten und störende Effekte zweiter Ordnung zu beseitigen.

Bauelementevielfalt einschließlich Integration

Aus den vielfältigen Eigenschaften der Oberflächenwelle zur Signalverarbeitung leiten sich auch vielfältige Bauelementeprinzipien und Realisierungsvarianten ab. In den Folgejahren wird es deshalb neben den Bandfiltern eine Fülle anderer mikroakustischer Bauelemente geben. Über die Realisierungen von hybriden Bauformen besteht der Trend zur vollen Integration sowohl analoger als auch digitaler AOW-Bauelemente mit Funktionseinheiten der Mikroelektronik.

8. Zusammenfassung

Der Einsatz mechanischer Bandfilter in der Nachrichtenübertragungs- und Meßtechnik hat sich auf Grund der technischen und ökonomischen Vorteile in einer Vielfalt von Realisierungsformen durchgesetzt. Metallresonatorfilter, monolithische Quarzfilter, keramische Filter und AOW-Bauelemente sind von wesentlichem Einfluß auf die Systemparameter; teilweise bestimmen sie das Gerätekonzept. Die Neu- und Weiterentwicklung dieser Filtertechnik wird, verbunden mit der Entwicklung der Übertragungstechnik, bis in die 90er Jahre anhalten, wobei die mikroakustischen Bauelemente (monolithische Filter und AOW-Bauelemente) die größte Perspektive haben.
In der DDR wurde Theorie und Technologie der mechanischen Bandfilter maßgeblich entwickelt und in einer Fülle von Erzeugnissen umgesetzt. Bild 11 gibt einen zusammenfassenden Überblick über die produzierten Bauelemente. Die in den einzelnen Erzeugnisgruppen erreichten Grenzwerte von Bandbreite und Mittenfrequenz sind durch Nennung des entsprechenden Filtertyps gekennzeichnet, die eingezeichneten Kreuze vermitteln einen Eindruck von der Fülle der in der DDR hergestellten Filter, die jeweils zur Entwicklung und Produktion als geeignet erscheinenden Bereiche der Erzeugnisgruppen wurden gestrichelt eingezeichnet und wesentliche Trends durch Pfeile deutlich gemacht.
Die vorteilhafte Realisierung von mechanischen Bandfiltern im Frequenzbereich von einigen kHz bis zu einigen GHz bietet der Geräteindustrie sowohl jetzt als auch zukünftig vielfältige Möglichkeiten von Neu- und Weiterentwicklungen mit verbesserten technischen und ökonomischen Parametern.

Eingegangen am 27. April 1983 NaA 9089

Literatur

[1] *Hälsig, C.:* Der Selektor – Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 3, S. 92–95, 4, S. 152–157, 161, 5, S. 208–212, 7, S. 290 bis 292
[2] *Henze, E.:* Bandfilter vom Tschebyscheffschen Typ mit beliebig vielen Kreisen. AEÜ 9 (1955) S. 131–139
[3] *Frühauf, H.; Trzeba, E.:* Synthese und Analyse linearer Hochfrequenzschaltungen. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft 1964
[4] *Hälsig, C.:* Mechanische Frequenzselektion. Dissertation B. Dresden, HfV, 1980
[5] *Hälsig, C.:* Moderne mechanische Frequenzselektion. Berlin: VEB Verlag Technik 1970
[6] *Hälsig, C.:* Mechanische frequenzselektive Bauelemente. radio fernsehen elektronik 29 (1980) 2, S. 71–74
[7] *Hälsig, C.:* Mechanische Frequenzselektion – Entwicklungsstand und Perspektive. Nachrichtentech., Elektron. 27 (1977) 1, S. 10–13
[8] *Börner, M.; Kettel, E.; Ohnsorge, H.:* Mechanische Filter für die Nachrichtentechnik. Telefunken-Zeitung 31 (1958) 120, S. 105–114
[9] *Trzeba, E.:* Synthese linearer Netzwerke mit vorgeschriebener Schaltungsstruktur. Habilitation. TU Dresden, 1968
[10] *Johnson, R. A.; Börner, M.; Konno, M.:* Mechanical filters – a review of progress. IEEE Trans. Sonics Ultrason., SU-18 (1971), S. 155–170
[11] *Onoe, M.:* Crystal, ceramic and mechanical filters in Japan. IEEE, 67, (1979) 1, S. 75–101
[12] *Tsuchida, J.,* u.a.: Automated mass production of mechanical channel filters. Proc. IEEE, Int. Symp. on Circuits and Systems, Tokyo 1979, S. 1072–1073
[13] *Watanabe, M.,* u.a.: Large scale production of a pole electromechanical channel filter. Proc. IEEE, Int. Symp. on Circuits and Systems, Tokyo 1979, S. 1076–1079
[14] *Yakura, K.,* u.a.: A 128-kHz mechanical channel filter with finite-frequency attenuation poles. IEEE 67 (1979) 1, S. 115–118
[15] *Günther, A.; Albsmeier, H.; Traub, K.:* Mechanical channel filters meeting CCITT specification. IEEE 67 (1979) 1, S. 102–108
[16] *Kühn, H.:* Beiträge zur Theorie monolithischer Quarzfilter. Dissertation A. TH Dresden 1980
[17] *Beaver, W. D.:* Theorie and design principles of the monolithic crystal filters. Dissertation. Lehigh University, USA, 1967
[18] *Hälsig, C.:* Mechanische frequenzselektive Bauelemente. radio fernsehen elektronik 29 (1980) 3, S. 160–162
[19] *Hofmann, H.:* Die Winterschulen „Mikroakustik" – Podium des fachlichen Austausches und der Weiterbildung. Wissenschaftliche Beiträge, TH Dresden 12 (1982) 2, S. 4–5
[20] *Fröhlich, H.-J.; Koepp, S.:* Grundlagen und Anwendung der OFW-Akustoelektronik. In: Probleme der Festkörperelektronik Bd. 8, 1976, S. 220 bis 287
[21] *Schaltheiss, K.:* Signalverarbeitung mit akustoelektronischen Oberflächenwellen (AOW)-Bauelementen. 23. IWK TH Ilmenau (1978) Reihe B6, S. 189–192
[22] *Hofmann, H.; Pieper, H.; Trzeba, E.:* Mikroakustikbauelemente für die Nachrichtentechnik. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 11, S. 447 bis 451
[23] *Buff, W.:* Akustoelektronische Bauelemente. radio fernsehen elektronik 29 (1980) 9, S. 563–566
[24] *Hofmann, H.; Fröhlich, H.-J.:* Oberflächenwellen-Akustik. In: Taschenbuch Akustik. Berlin: VEB Verlag Technik (in Vorbereitung)
[25] *Fischer, B.; Pieper, H.; Renger, J.; Stephan, R.:* Entwurfsgang und optimale Entwurfsverfahren für transversale AOW-Filter. Wissenschaftliche Beiträge, TH Dresden 9 (1979) 5, S. 6–16
[26] *Hofmann, H.; Schulz, P.:* Entwurf von Korrelationsfiltern für die Realisierung in mikroakustischer Technik. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 3, S. 100–103
[27] *Döring, J.; Hälsig, C.:* Filterentwurf nach dem Optimierungsprinzip der biologischen Evolution. 26. IWK, TH Ilmenau 1981, S. 3–6
[28] *Kurz, G.:* Akustisches Oberflächenwellenfilter im Selektivverstärker. radio fernsehen elektronik 31 (1982) 10, S. 649–651
[29] *Fischer, B.; Pieper, H.:* Simulation von AOW-Resonatorstrukturen. Wissenschaftliche Beiträge, TH Dresden 12 (1982) 2, S. 6–9
[30] *Hahn, C.:* AOW-Bauelemente für den Einsatz als Sensoren. Wissenschaftliche Beiträge, TH Dresden 12 (1982) 2, S. 27–30
[31] *Thomä, R.; Kabitzsch, K.:* Zum Zeitverhalten von elektronischen Funktionseinheiten, die AOW-Bauelemente enthalten. Wissenschaftliche Beiträge, TH Dresden (1982) 2, S. 36–42
[32] *Tischmeier, R.:* Der Nachweis akustischer Oberflächenwellen auf einkristallinem Silizium mit Hilfe von MOS-Feldeffekttransistoren. Dissertation A, TH Ilmenau, 1982
[33] *Weihnacht, M.:* Spezielle Probleme beim Einsatz von Piezokeramik in Farbfernseh-ZF-Filtern. Wissenschaftliche Beiträge, TH Dresden 11 (1981) 1, S. 5–17
[34] *Hälsig, C.:* Akustisches Oberflächenwellenfilter MSF 38,9 für die Fernsehempfangstechnik. radio fernsehen elektronik 31 (1982) 12, S. 767–770
[35] *Hofmann, H.:* Signalverarbeitung durch Korrelation auf der Basis von AOW-Chirp- und Mismatched-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 32 (1983) 1, S. 22 u. 23

Fortsetzung auf Seite 351

Buchbesprechung

Zustandsschätzung und adaptive Regelung mit mikroelektronischen Mitteln

Von *K.-H. Schmelovsky*

Berlin: Akademie-Verlag 1982
200 Seiten, 54 Bilder, Broschur 38,— M

Im Mittelpunkt vieler naturwissenschaftlicher und technischer Aufgabenstellungen steht das zentrale Problem, aus gestörten Beobachtungen auf interessierende zeitliche Vorgänge zu schließen. Die moderne Signaltheorie behandelt dieses Problem auf der Grundlage der Bayesschen Schätzung über Markov-Prozesse. Diesem Problemkreis ist das vorliegende Buch gewidmet. Es wendet sich speziell an Physiker und Diplomingenieure, die in der Forschung und technischen Entwicklung tätig sind, und betrachtet die Anwendung dieser Theorie insbesondere in der Nachrichten- und Regelungstechnik.

Das Buch ist in acht Kapitel gegliedert, die von verschiedenen Autoren verfaßt wurden. In dem ersten Kapitel, das etwa ein Drittel des Buches einnimmt, werden die notwendigen theoretischen Grundlagen der Signalerkennung behandelt. Der Autor ist dabei bemüht, die anspruchsvolle mathematische Theorie, dem vorgesehenen Leserkreis angepaßt, auf einer mittleren mathematischen Ebene zu behandeln. Diese mittlere mathematische Ebene ist etwa mit den Begriffen Matrixrechnung, Laplacetransformation, Differentialgleichung zu definieren sowie mit soliden Grundkenntnissen in der Theorie der Zufallsprozesse.

Es werden sowohl lineare als auch nichtlineare Schätzprobleme behandelt. Die Lösungsalgorithmen für die optimale Filterung gestörter Signale werden in Form von Rekursionsbeziehungen angegeben, die für eine Realisierung mit Hilfe von Rechnern oder durch mikroelektronische Bauelemente besonders geeignet sind. Die Ableitung der Lösungsalgorithmen beruht auf der Anwendung der Fokker-Planck-Gleichung und hat als wichtigste Voraussetzung die Formulierung eines Objektmodells und eines Beobachtungsmodells in Zustandsvariablen auf Grund kausaler Zusammenhänge. Der Problematik der Modellbildung wird dementsprechend besondere Aufmerksamkeit gewidmet.

In den nachfolgenden Kapiteln werden Beispiele für die Anwendung der Theorie der Optimalfilterung auf Probleme der Nachrichtentechnik und Regelungstechnik vorgestellt. Sie zeigen, wie durch die Realisierung optimaler Schätzstrategien mit Hilfe mikroelektronischer Mittel eine wesentliche Verbesserung der Qualitätsparameter bei der Signalerkennung, bei der Steuerung und Regelung erreichbar wird. Voraussetzung für eine erfolgreiche Nutzung dieser Möglichkeiten, die die Mikroelektronik dem Entwickler bietet, ist aber die Beherrschung der theoretischen Grundlagen der Schätztheorie. Da die Bedeutung und die Anwendung dieser Theorie weiter wachsen wird, andererseits Abhandlungen dazu vor allem in der englisch- und russischsprachigen Fachliteratur zu finden sind, ist das Erscheinen dieses Buches besonders zu begrüßen.

H. Nuszkowski, C. Wobus NaB 530

Fortsetzung von Seite 350

[36] *Opitz, H.:* Das Mikrokontaktieren an Bauelementen mit piezoelektrischen Substratwerkstoffen. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 3, S. 98–100
[37] *Müller, J.; Tierok, M.:* Erfahrungen bei der labormäßigen Herstellung von AOW-Filtern unter Anwendung der Lacklösetechnik. Wissenschaftliche Beiträge, IH Dresden 12 (1982) 2, S. 64–67
[38] *Schurz, E.; Engert, F.:* Anforderungen an eine Meßapparatur zur Erfassung der Streulichtverteilung einer mit kohärentem Licht bestrahlten rauhen Oberfläche. Wissenschaftliche Beiträge, IH Dresden 12 (1982) 2, S. 44 bis 46
[39] *Dubrau, H.-J.; Ebert, J.; Hinz, U.:* Meßtechnische Probleme bei AOW. Wissenschaftliche Beiträge, IH Dresden 12 (1982) 2, S. 47–49

Doz. Dr. sc. techn. *Christian Hälsig*, VEB Elektronische Bauelemente Teltow, 1530 Teltow, Ernst-Thälmann-Str. 10

TECHNIK-Literatur

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Fach-Buchhandel bestellen.

Theorie der Wechselstromschaltungen — Lehrbuch
Prof. Dr.-Ing. habil. *Klaus Lunze*
5., durchgesehene Auflage,
288 Seiten, 204 Abb., 11 Tafeln,
Kunstleder 18,— M, Ausland 26,— M
Bestell-Nr.: 552088 6 _____

Getriebetechnik — Rollenkettengetriebe
Autorenkollektiv — Herausgeber: *J. Müller*
1. Auflage, etwa 200 Seiten, 171 Abb.
Kunstleder 20,— M, Ausland 24,— M
Bestell-Nr.: 553178 8 _____

Grundlagen der Schweißbarkeit Schweißverfahren
Autorenkollektiv —
Herausgeber: *Manfred Becker* und *Alexis Neumann*
9., bearbeitete Auflage,
etwa 240 Seiten, 181 Abb., 50 Tafeln,
Pappband etwa 15,— M, Ausland etwa 19,— M
Bestell-Nr.: 553172 9 _____

TECHNIK-WÖRTERBUCH Medizin
Russisch-Deutsch
Herausgeber: *G. Alexander*
1. Auflage- etwa 510 Seiten
Kunstleder 55,— M, Ausland 70,— M
Bestell-Nr.: 553108 3 _____

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik mit diesem Vordruck bestellen.

_____ _____
_____ _____
_____ _____

Name, Vorname — Anschrift mit Postleitzahl

Datum — Unterschrift

Tage der Wissenschaft und Technik 1983 an der IH Wismar

Der Wissenschaftsbereich Informationstechnik der Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik veranstaltet im Rahmen der Tage der Wissenschaft und Technik der IH Wismar in Zusammenarbeit mit der Fachsektion Elektrotechnik/Elektronik der KDT vom 14. bis 19. September 1983 eine Fachtagung zu den Themenschwerpunkten:

— Moderne Verfahren zur Informationsübertragung
— Technologische Probleme der Mikroelektronik
— Anwendung und Zuverlässigkeit der Mikroelektronik.

Neben den Fachvorträgen sind am 16. September 1983 auch Laborbesichtigungen vorgesehen.
Interessenten wenden sich an die Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik oder an das Tagungsbüro der Ingenieurhochschule Wismar, 2400 Wismar, Philipp-Müller-Str.

Doz. Dr. sc. nat. *E. Schippel*
Verantwortlicher für die Organisation

SOMMAIRE

Fritzsche, G.

Le calcul de filtres. Une vue d'ensemble de la théorie et de le technologie

p. 312 – 316

En partant des possibilités de la théorie consolidée des réseaux qui étudie parallèlement des variantes analogiques et numériques, on présente une vue d'ensemble des configurations de signaux et de réseaux, des méthodes de calcul et des modèles ainsi que des réalisations technologiques récentes de filtres. On considère des fonctions admissibles de réseaux du type LTI comme base théorique. On traite le développement et les perspectives et l'on indique des applications.

Schubert, E.

Une transformation passe-bas/passe-bande quasiarithmétique avec de bonnes caractéristiques du temps de transit de groupe

p. 317 – 320

On présente une transformation passe-bas/passe-bande quasiarithmétique qui transfère au filtre passe-bande avec un écart minimal les bonnes caractéristiques d'atténuation et du temps de transit du filtre passe-bas de référence. Cela permet de calculer des filtres à bande large et moyenne, avec un temps de t ransit constant, qui possèdent une symmétrie arithmétique de l'atténuation.

Krüger, K.-E.

La réalisation de filtres passe-bas polynomes du type MLF avec des taux de qualité réduits des blocs de fonction

p. 321 – 323

La réalisation en structures MLF de filtres passe-bas actifs comportant R et C, de filtres passe-haut et de filtres passe-bande non symmétriques demande des travaux considérables de calcul et, dans le cas de la structure FLF pure, ne fournit pas le résultat désiré. Il est démontré qu'un temps de calcul tolérable ainsi que des taux de qualité réduits desblocs de fonction peuvent être obtenus par une structure hybride FLF/LF. On se sert d'un filtre passe-bas T_1 09 A_{max} 1,25 dB comme exemple pour expliquer la conception du circuit.

Mossner, B. et *Sauer, K.*

Les caractéristiques de bruit de circuits SC partiels

p. 323 – 327

Lippmann, J. et *Sauer, K.*

L'optimalisation, en vue de l'application, de filtres avec des capacités commutées

p. 327 – 332

On considère les différentes phases du calcul assisté par l'ordinateuèr de filtres SC qui sont nésessaires d'une part pour la conception théorique et, d'autre part, pour la réalisation en tenant compte de paramètres technologiques. Pour l'optimalisation itérative, on se sert comme base des résultats d'une méthode rapide d'analyse pour filtres intégrateurs qui, également, permet le calcul des sensibilités dues aux paramètres du circuit. Après avoir discuté les points de vue du choix de la méthode d'optimalisation et de l'établissement d'une fonction appropriée de but, on se sert d'exemples pratiques pour en présenter les résultats.

Buchholz, G. et *Steckel, K.*

Analyse spectrale numérique

p. 333 – 335

Seidel, V.

Circuits actifs comportant R et C. Possibilités et limites

p. 336 – 341

On discute les filtres actifs comportant R et C en ce qui concerne la gamme de fréquence, leur bruit et leur sensibilité. Après avoir donné une vue d'ensemble de solutions techniques optimales, on se sert comme exemple d'un filtre passe-bande, répondant à de hautes exigences, utilisé dans la technique des courants-porteurs, pour comparer les rapports signal sur bruit et les sensibilités que l'on peut atteindre.

Lutzmann, J. et *Unger, H.*

Un processeur de filtre numérique, sur la base du circuit U 830, compatible avec le microprocesseur K 1520

p. 341 – 345

On décrit un processeur autonome de filtre numérique, sur la base du circuit U 830, qui permet de réaliser des filtres numériques d'ordre élevé, à structure de déviation, avec des taux d'échantillonnage jusqu'à 10 kHz. L'interface adapté au K 1520 permet d'utiliser le processeur en fonctionnement on-line afin de décharger l'unité centrale de l'ordinateuer K 1520.

Hälsig, C.

Filtres passe-bande mécaniques. Constructions et applications

p. 345 – 351

En partant d'une vue d'ensemble des composants, on présente les constructions et quelques types de filtres fabriqués en R. D. A., dont des résonnateurs, des filtres à résonnateurs métalliques, des filtres monolithiques à quartz, des filtres céramiques et des filtres à ondes acoustiques de surface. Les exemples d'application et les variantes de réalisation permettent d'évaluer la gamme étendue des filtres mécaniques ainsi que les perspectives de ces composants sélectifs modernes.

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR — 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700: Telex: 112228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Ing. *Günther Barth*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 287032); Dipl.-Ing. *Christa Drawert*, Redakteur Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 287034 7); Dipl.-Phys. *Hartmut Rößler*, Redakteur (Telefon: 287034 8)
Lizenz-Nr.	1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	18432
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,— M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,— M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, 7122 Borsdorf III-18-328
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 7; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR — 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS — Ustredni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 125 05 Praha PNS, Ustred na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	Brücken-Verlag GmbH, Ackerstraße 3, 4000 Düsseldorf 1; ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141 – 167, Berlin (West) 52, Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstraße 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkeigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR — 7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR — 7010 Leipzig, Talstraße 29

INHALT

Naumann, G.

Entwurf und Beschreibung von Bedien- und Anzeigesystemen für Meßeinrichtungen mit Mikrorechnern

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 356 – 359

Ausgehend von einigen grundlegenden Betrachtungen über die Veränderungen, die der Einsatz von Mikrorechnern in Meßeinrichtungen bezüglich der Bedienung und Anzeige bringt, werden grafische Beschreibungsformen von Bedien- und Anzeigesystemen vorgestellt, die insbesondere in der Entwurfsphase aber auch zur Aufstellung von Bedienungsanleitungen, sehr vorteilhaft anzuwenden sind.
Insbesondere die Leitlinienmethode ist sehr anschaulich, eindeutig, exakt und ermöglicht eine vollständige Darstellung aller möglichen bzw. nötigen Bedienhandlungen und der daraus resultierenden Reaktionen der Meßeinrichtung. Das betrifft sowohl die äußerlichen über das Anzeigesystem erkennbaren Reaktionen als auch die inneren funktionellen Abläufe.
Hinweise zur Bedienerführung und Möglichkeiten zur Parametrierwerteingabe werden gegeben.

Bomm, H.

Vergleich von Bedienstrategien des Meßcomputersystems PSA

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 359 – 361

Die Bedienstrategien von Mikrorechnermeßsystemen erfordern unterschiedlichste Betriebssysteme. In diesem Artikel werden die sich durch die dialoggeführte Bedienung und die Anwenderprogrammierung durch Parametrierung im Gegensatz zur freien Programmierung ergebenden Betriebssysteme diskutiert und Vor- und Nachteile dargestellt. Für die freie Anwenderprogrammierung steht ein auf die Bedürfnisse der Meßtechnik erweitertes BASIC-Betriebssystem zur Verfügung, das die Steuerung der oben genannten Hardware einschließlich der Datenperipherie Kassettenmagnetband und Lochbandtechnik und die Meßwertverarbeitung gewährleistet.

Bemmann, H.-B.; Wiebel, F.

Numerische Integration periodischer Größen – angewandt in der digitalen Wechselspannungsmessung

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 361 – 363

Zur Bildung von Mittel- und Effektivwerten analoger Meßfunktionen aus diskretisierten Stützstellen werden die Verfahren der numerischen Integration verwendet. Dabei zeigt sich, daß für die Klasse der periodischen Funktionen die Trapezregel am besten zur Ermittlung der geforderten Kennwerte geeignet ist. Es werden die im Zusammenhang mit solchen Näherungsverfahren auftretenden Fehlerarten bei der Verarbeitung analoger Größen in der digitalen Wechselspannungsmessung genannt.

Eigler, H.; Hipke, E.; Eberth, B.

Entwurf und erste Untersuchungsergebnisse von integrierten Filtern in CCD-Technik
Teil 2: Herstellung und Betrieb

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 364 u. 365

Durch Messungen an einfachen gewichteten CCD-Strukturen werden die Beschränkungen ermittelt, die Standard-MOS-Technologien den Kenndaten von CCD-PCM-Filtern auferlegen. Sie lassen sich als Wichtungsfehler erfassen und beim Entwurf berücksichtigen. Trotz dieser Beschränkung der Kenndaten gestatten Standard-MOS-Technologien bei der Verwendung moderner Konstruktionslösungen CCD-Filter zu verwirklichen, die z. B. den Forderungen an PCM-Filter genügen und wegen des geringen Flächenbedarfs kostengünstig sind.

Heiden, I.; Unger, H.

Eimerkettenfilter mit dynamischen Verstärkern

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 365 – 368

Es wird ein Eimerkettenfilter mit dynamischen Verstärkern vorgestellt. Bei diesem Filter ist der Einfluß von parasitären Kapazitäten und Transistorrückwirkungen weitgehend eleminiert. Erste experimentelle Ergebnisse an einem diskret aufgebauten Tiefpaßfilter 5. Ordnung werden mitgeteilt.

Michaelis, B.; Halt, G.

Adressierbare Kopplung mikroprozessorgesteuerter Geräte zu einem Verbundsystem mit zentraler Bedienung

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 368 – 371

Die beschriebene Kopplung ist eine jederzeit lösbare, adressierbare und hardwarehierarchiefreie Mehrrechnerkopplung von Mikrorechnern auf der Basis des Mikroprozessors U 880. Vorgestellt werden das Hard- und Softwarekonzept für eine Kopplung.

Stenzel, R.; Elschner, H.

Quasidreidimensionale Simulation von I²L-Strukturen mit dem Programmsystem SOPHIA

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 371 – 375

Den Ausgangspunkt der Arbeit bildet eine Kurzbeschreibung des Programmsystems SOPHIA zur quasidreidimensionalen Analyse von I²L-Strukturen. Daran anschließend werden Ergebnisse der Berechnung konventioneller und neuartiger I²L-Strukturen vorgestellt. Da der Entwurf einer Struktur mit verringerten Abmessungen häufig durch Skalierung erfolgt, werden einige Methoden dieses Verfahrens diskutiert sowie erreichbare Werte angegeben, die mit Hilfe der Q3D-Analyse berechnet wurden. Teilweise wird ein Vergleich mit Meßwerten vorgenommen.

Dietzmann, G.; Schaefer, M.

Frequenzabhängigkeit der komplexen Anfangspermeabilität von Permalloy-Bändern

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 375 – 381

Es werden Wirbelstromortskurven der komplexen Permeabilität von Blechen für den Fall verschwindender Wechselfeldstärke unter der Annahme berechnet, daß die lokale Anfangspermeabilität von der Blechmitte nach den Oberflächen hin entsprechend einem Potenzgesetz abfällt. Die Theorie gestattet die Beschreibung gemessener Ortskurven von Permalloy-Bändern verschiedener Dicke innerhalb eines mittleren Fehlers von 1 %. Es wird eine Halbkreisnäherung angegeben, die die theoretischen Kurven bis zu Frequenzen sehr gut annähert, bei denen die Verlustkomponente der komplexen Permeabilität das Maximum durchläuft.

Derwischev, St.; Nedkow, I.

Magnetisch abstimmbarer Mikrowellenoszillator

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 381 – 383

Es werden die Konstruktion und die Ausgangsparameter eines Mikrowellenoszillators mit Gunn-Element beschrieben. Die Frequenzabstimmung im X-Band erfolgt mit einem zylindrischen Ferritresonator an dessen Achse die Gunn-Diode eingebracht wird. Mit einer Änderung von 0,05 bis 0,25 T eines zur Achse des Ferritresonators gerichteten äußeren Magnetfeldes wurde eine Frequenzänderung von 8,2 bis 10,7 GHz erzielt. Die Ausgangsleistung variiert um 0,2 dB.

Mehnert, D.

Zur Dynamikanzeige von Sprachlauten – Dynamikindikatoren für Hörgeschädigte

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 383 – 385

Hörgeschädigte haben häufig eine von der Norm abweichende Sprechdynamikbreite. Entweder ist sie zu gering oder – wie in den meisten Fällen – zu breit. Das führt dazu, daß die Sprache unnatürlich klingt und z. T. auch für den Kommunikationspartner unverständlich bleibt.
Nach einleitenden Bemerkungen zur Sprechdynamik werden 2 Dynamikindikatoren zur optischen Anzeige von Schallpegelwerten vorgestellt. Es werden technische Einzelheiten genannt und Erfahrungen bei der schulpraktischen Erprobung mitgeteilt.

Draeger, W.

Wohin geht die Technologie der Zukunft?

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 386 – 389

Paulin, G.; Schiemangk, H.

Einführung in die Programmiersprache PASCAL

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 389 – 392

Fachtagungen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 9, S. 392 – 395

СОДЕРЖАНИЕ

Naumann, G.
Проектирование и описание систем обслуживания и индикации для измерительных устройств на базе микро-ЭВМ
Стр. 356—359

Bomm, H.
Сравнение стратегий обслуживания измерительной системы типа PSA на базе микро-ЭВМ
Стр. 359—361

Bemmann, H.-B.; Wiebel, F.
Численная интеграция периодических величин в применении к цифровому измерению переменных напряжений
Стр. 361—363

Eigler, H.; Hipke, E.; Eberth, B.
Проектирование и первые результаты экспериментов от интегрированных ПЗС-фильтров. Часть вторая: Изготовление и эксплуатация
Стр. 364—365

Heiden, I.; Unger, H.
Фильтры типа пожарной цепочки с динамическими усилителями
Стр. 365—368
Описывается фильтр типа пожарной цепочки с динамическими усилителями. У фильтра указанного типа в основном устранены паразитные емкости и обратные связи в транзисторах. Даются первые экспериментальные результаты, полученные на фильтре низких частот пятого порядка, собранном на дискретных элементах.

Michaelis, B.; Halt, G.
Адрессуемое соединение устройств на базе микро-ЭВМ для создание связанной системы с центральным управлением
Стр. 368—371
Описанная система является многопроцессорным устройством на базе процессора типа U 880, связь которой в любое время можно прерывать, которая имеет возможность адрессирования и не имеет приборную иархию. Даются приборная и программная концепции описанной системы.

Stenzel, R.; Elschner, H.
Почтитрехразмерная имитация структур типа И²Л при помощи программной системы SOPHIA
Стр. 371—375
Исходным пунктом работы является краткое описание программной системы SOPHIA для почтитрехразмерного анализа структур типа И²Л, после чего даются результаты расчетов известных и новых структур типа И²Л. Посколько проектирование структур с уменьшенными размерами часто решается шкалированием, обсуждаются некоторые методы указанного способа и даются данные, которые получены описанным анализом. Производится частичное сравнение с данными измерения.

Dietzmann, G.; Schaefer, M.
Частотная зависимость комплексной проницаемости лент из Пермаллоя
Стр. 375—381
Расчитываются годографы вихревого тока комплексной проницаемости листов для случая напряженности переменного поля, стремящейся к нулю. При этом предполагается, что локальная начальная проницаемость убывает от центра листа к краям по потенциальному закону. Теория позволяет строить годографы, по сравнению с измеренными, для лент из Пермаллоя со средней погрешностью в 1 %. Дается полукруговая аппроксимация, дающая хорошее приближение для теоретических кривых до значений частот, при которых составляющая потерь комплексной проницаемости уже перешла максимум.

Derwischev, St.; Nedkow, I.
Осциллятор микроволи с магнитной настройкой
Стр. 381—383
Описываются конструкция и исходные параметры осциллятора микроволн на элементе Гана. Настройка частоты в х-полосе производится с помощью цилиндрического ферритного резонатора, на оси которого находится диод Гана. Изменяя внешнее аксиальное магнитное поле в пределах 0,05—0,25 Т, получено изменение частоты в пределах 8,2—10,7 Ггц. Выходная мощность при этом колеблется на 0,2 дб.

Mehnert, D.
Индикаторы динамики речи при глухоте
Стр. 383—385
Глухие часто имеют отличный от нормы динамический диапазон речи, либо слишком узким или, что наиболее часто, слишком широкий. Это приводит к тому, что язык звучит неестественно и становится неразборчивым. После вводных замечаний по динамике речи предлагаются два оптических индикатора для динамического диапазона. Даются технические подробности и опыт школьного испытания.

Draeger, W.
Куда ведет технология будущего?
Стр. 386—389

Paulin, G.; Schiemangk, H.
Введение в язык программирования ПАСКАЛ
Стр. 389—392

CONTENTS

Naumann, G.
Design and Description of Operating and Indicating Systems for Measuring Equipment with Microcomputers
pp. 356—359

Bomm, H.
Comparison of Operating Strategies of the Measuring Computer System PSA
pp. 359—361

Bemmann, H.-B.; Wiebel, F.
Numeric Integration of Periodic Quantities — Applied in the Digital Alternating Voltage Measurement
pp. 361—363

Eigler, H.; Hipke, E.; Eberth, B.
Design and First Results of Investigation of Integrated Filters in CCD Technique — Part 2: Manufacture and Operation
pp. 364—365

Heiden, I.; Unger, H.
Bucket Chain Filter with Dynamic Amplifiers
pp. 365—368
A bucket chain filter with dynamic amplifiers is represented. With this filter the influence of parasitic capacitances and transistor reactions is mainly eliminated. First experimental results at a discretely built-up low-pass filter of fifth order are made known.

Michaelis, B.; Halt, G.
Addressable Coupling of Mircoprocessor-Controlled Devices to a Compound System with Central Control
pp. 368—371
The described coupling is an addressable, hardware hierarchy-free multi-computer coupling of microcomputers on the basis on the microprocessor U 880 which at any time can be detached. The hardware and software conception for a coupling is represented.

Stenzel, R.; Elschner, H.
Quasithree-dimensional Simulation of I²L-Structures with the Programme System SOPHIA
pp. 371—375
The starting point of the work is a brief description of the programme system SOPHIA for the quasithree-dimensional analysis of I²L-structures. Following results of the calculation of conventional and novel I²L-structures are represented. As the structure with reduced dimensions is frequently designed by scaling, some methods of this procedure are discussed as well as attainable values stated which were calculated by means of the Q3D — analysis. In part, a comparison with measured values is made.

Dietzmann, G.; Schaefer, M.
Frequency Dependence of the Complex Initial Permeability on Permalloy Strips
pp. 375—381
Eddy-current loci of the complex permeability of sheet metals are calculated in the case of disappearing alternating field strength on the assumption that the local initial permeability decreases from the sheet metal middle towards the surfaces according to a power law. The theory allows the description of measured loci of Permalloy strips of different thickness within a mean error of 1 %. A semicircle approximation is indicated which very well approximates the theoretical loci up to the frequencies at which the loss component of the complex permeability passes the maximum.

Derwischev, St.; Nedkow, I.
Magnetically Tunable Microwave Oscillator
pp. 381—383
Design and starting parameters of a microwave oscillator with Gunn element are described. The frequency tuning in the X-band is made with a cylindrical ferrite resonator, at the axis of which the Gunn element is inserted. By a change of 0.05 to 0.25 T of an external magnetic field directed to the axis of the ferrite resonator a frequency change of 8.2 to 10.7 GHZ was attained. The output power varies by 0.2 dB

D. Mehnert
As to the Volume Indication of Speech Sounds — Volume Indicators for Deaf Persons
pp. 383—385
Deaf persons have often a speech volume width deviating from the standard. Either it is too small, or — as in most the cases — too wide. This results in a speech sounding nonnatural and remaining unintelligible also for the communication partner.
After preliminary remarks as to the speech volume two volume indicators for the optical indication of sound level values are represented. Technical details are mentioned and experience in the school-practical trial stated.

Draeger, W.
Which Way Goes the Technology of the Future
pp. 386—389

Paulin, G.; Schiemangk, H.
Introduction into the Programming Language PASCAL
pp. 389—392